

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

(Mention : SCIENCES)

par

JEAN GROIZELIER

Vice-Chancelier de l' Ecole Supérieure d' Ingénieurs de Beyrouth

PREMIÈRE THÈSE

ETUDE D'UN TRANSDUCTEUR ELECTROSTATIQUE

DEUXIEME THÈSE

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTÉ

Soutenues le 30 Octobre 1964 devant la Commission d'Examen :

MM.	G. DEJARDIN,	Président
	J. JANIN	}
	G. MESNARD	
	J. TACUSSEL	

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

(Mention : SCIENCES)

par

JEAN GROIZELIER

Vice-Chancelier de l' Ecole Supérieure d' Ingénieurs de Beyrouth

PREMIÈRE THÈSE

ETUDE D'UN TRANSDUCTEUR ELECTROSTATIQUE

DEUXIEME THÈSE

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTÉ

Soutenues le (30 Octobre 1964,) devant la Commission d'Examen :

MM.	G. DEJARDIN,	Président
	J. JANIN	}
	G. MESNARD	
	J. TACUSSEL	
		Examineurs

U N I V E R S I T E D E L Y O N

FACULTE DES SCIENCES

Doyens Honoraires

MM. LONGCHAMBON

DOUIN

MOUSSA

GAUTHIER Henri

Professeurs Honoraires

MM. LOCQUIN

MM. JAFFARD

DE LARAMBERGUE

DOUIN

SOLLAUD

Henri EYRAUD

MENTZER

DEJARDIN

MOUSSA

VIRET

Doyen

M. BRACONNIER Jean

Assesseurs

MM. MESNARD

BOLIDIN





Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41554209_0018

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTRE	Chimie industrielle
COURTY	Chimie - Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie
CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie - Physique appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique
BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire
DREUX	Chimie organique
TEICHNER	Chimie industrielle
PAVANS DE CECCATTY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
FRAISSE	Mathématiques
LUBET	Physiologie
PHILBERT	Physique nucléaire
COHEN - ADAD	Chimie
DAVID Louis	Géologie générale
CHANEL	Psychophysiologie
MAURY	Méthodes Mathématiques de la Physique
DEPRAZ	Physique nucléaire
GAUTHIER Jean	Chimie

Professeurs sans chaire

MM. GAUME	Physique
FERON	Mathématiques
LAFORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S. P. C. N.
UZAN	Physique S. P. C. N.
CHENEVOY	Géologie appliquée

Professeurs sans chaire (suite)

MM.	GINET	Zoologie
	ASCH	Physique
	MICHEL Pierre	Minéralogie
	DUCET	Biologie végétale
Mlle	MAITROT	Physique
MM.	GEVIN	Géologie générale
	PONASSE	Mathématiques
	d'INCAN	Physique
	LEFEBVRE	Mathématiques
	PERNET	Mathématiques
	CHERY	Physique
	BERGEON	Physique C. S. U.
Mlle	GAUTHERON	Chimie biologique

Maîtres de Conférences

Mme	ERICSON	Physique générale
MM.	MARTEL	Mécanique
	MATHIEU	Mécanique des Fluides
	ERBELA	Physique
	DESCOTES	Chimie organique
	PICARD Philippe	Mathématiques
	LEMOIGNE	Botanique
	DEMARCO	Géologie générale
	MICHEL Georges	Biochimie
	LEBRETON	Biologie végétale
	DAVID Jean	Biologie animale
	TOUSSET	Chimie propédeutique
	FEUVRAIS	Physique Electricité
	PICARD Claude	Mathématiques
	SCHMITT	Physique M. P. C.

Maître de Conférences adjoint

M.	PIERRON	Chimie
----	---------	--------

Conseiller administratif

M.	BURNET
----	--------

Secrétaire Principal Honoraire

M.	ROUX
----	------

A Monsieur le Professeur Georges Déjardin, Membre Correspondant de l'Institut, qui m'encouragea à préparer cette thèse et qui, grâce à sa sollicitude constante, m'a permis de mener à bien ce travail, j'exprime ma profonde reconnaissance.

Je prie Messieurs les Professeurs Joseph Janin et Guy Mesnard d'accepter mes remerciements pour la bienveillance qu'ils m'ont témoignée et pour l'intérêt avec lequel ils ont suivi mes investigations.

Que Monsieur Jacques Tacussel, Docteur ès Sciences, qui m'a fait bénéficier si largement de sa grande expérience, et qui a suivi le développement de cette étude avec une inlassable patience, veuille bien trouver ici le témoignage de ma vive gratitude.

Enfin, qu'il me soit permis de remercier chaleureusement le Révérend Père A. de Jerphanion, S.J., Recteur de l'Université Saint-Joseph, qui m'a honoré de sa confiance et qui a mis à ma disposition d'importants moyens de travail.

PLAN

CHAPITRE I INTRODUCTION

- 1 - Notion de transducteur électroacoustique
- 2 - Bref historique de la transduction électroacoustique
- 3 - Notion de couplage électromécanique
- 4 - Principaux avantages du haut-parleur électrostatique

CHAPITRE II ETUDE DU MODELE EXPERIMENTAL

- 1 - Description
- 2 - Courbe de réponse prévue
- 3 - Courbe de réponse mesurée
- 4 - Directivité
- 5 - Niveau de pression à proximité du diaphragme
- 6 - Distorsion
- 7 - Conclusions

CHAPITRE III ETUDE DU MODELE QUAD

- 1 - Description
- 2 - Courbe de réponse
- 3 - Distorsion
- 4 - Niveau de pression acoustique

CHAPITRE IV APPENDICE

- 1 - Equations de fonctionnement

ETUDE D'UN TRANSDUCTEUR ELECTROSTATIQUE

Nous présentons les résultats d'une étude d'un transducteur électrostatique, à structure symétrique; deux modèles différents seront examinés :

Un premier modèle est expérimental et fut réalisé avec un diaphragme circulaire, ce qui présentait de nombreux avantages, surtout en vue de la prédétermination de son fonctionnement. Ce modèle fut utilisé pour l'étude de la distorsion harmonique du champ acoustique rayonné, notamment quand le diaphragme passe du régime à tension constante au régime à charge constante. Ce modèle servit également pour l'étude du rayonnement acoustique d'une source de type doublet.

Le deuxième modèle est le haut-parleur électrostatique QUAD fabriqué par l'Acoustical Manufacturing Company. Nous présentons une étude détaillée des caractéristiques de ce haut-parleur récent.

CHAPITRE I.

A) NOTION DE TRANSDUCTEUR ELECTROACOUSTIQUE. CLASSIFICATION.

Dans sa définition la plus générale un TRANSDUCTEUR est un dispositif transformant une forme d'énergie en une autre. Parmi toutes les formes de transduction possibles, nous ne retiendrons ici que celles qui convertissent l'énergie électrique en énergie acoustique. Le dispositif apte à produire cet effet sera appelé Transducteur électroacoustique.

Un aspect commun à tous les transducteurs électroacoustiques est le fait que l'énergie électrique est d'abord convertie en énergie mécanique laquelle, par l'intermédiaire d'un dispositif appelé transducteur mécano-acoustique est convertie en énergie acoustique rayonnée dans un milieu liquide, gazeux, ou éventuellement solide.

Il est donc commode de diviser le problème en considérant séparément le couplage opéré entre les circuits électriques et les circuits mécaniques, et le couplage entre les circuits mécaniques et les circuits acoustiques. Le premier type de couplage sera dit électro mécanique et le dispositif sera appelé transducteur électromécanique; le deuxième type de couplage sera dit mécano-acoustique et le dispositif sera appelé transducteur mécano-acoustique.

En toute rigueur, il n'y aurait pas de transduction au sens défini plus haut dans le fonctionnement du transducteur mécano-acoustique, car les énergies restent de nature mécanique. Il y a plutôt adaptation entre impédances mécaniques de milieux différents.

Une classification des transducteurs électromécaniques devrait comprendre tous les types de moteurs dits électriques. Nous nous limiterons ici aux moteurs dont le mouvement mécanique est linéaire plutôt que circulaire.

Nous trouvons comme types principaux de transducteurs électromécaniques :

Le type ELECTRODYNAMIQUE où la force mécanique est due à l'action d'un champ magnétique sur un conducteur parcouru par un courant électrique.

Le type ELECTROSTATIQUE où la force mécanique est due à l'action d'un champ électrique sur des charges électriques.

Le type MAGNETIQUE où une force mécanique s'exerce sur une armature ferromagnétique mobile placée dans un circuit ferromagnétique et qui tend à se déplacer de manière à rendre minimum la réluctance de ce circuit.

Le type MAGNETOSTRICTIF basé sur les propriétés de certains matériaux ferro-magnétiques qui, lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique présentent des modifications dans leur structure interne qui se traduisent par des forces de contrainte produisant de légères variations dans leurs dimensions.

Le type PIEZOELECTRIQUE basé sur la propriété qu'ont certains cristaux de subir des forces de contraintes internes lorsqu'ils sont placés dans un champ électrique. Ce qui se traduit par de légères modifications des dimensions du cristal.

TERMINOLOGIE.

Un transducteur électroacoustique dont le but est de rayonner de l'énergie acoustique dans l'air, sera appelé HAUT-PARLEUR .
Si son but est de délivrer de l'énergie électrique à partir d'énergie acoustique transmise dans l'air, nous l'appellerons MICROPHONE.

Un transducteur sera dit REVERSIBLE s'il peut effectuer dans l'un ou l'autre sens la conversion d'énergie électrique en énergie acoustique. Chez certains auteurs, le concept de réversibilité exprime parfois le fait que la conversion d'énergie se fait avec la même efficacité dans l'un ou l'autre sens.

Un transducteur sera dit LINEAIRE si les valeurs des grandeurs caractérisant l'énergie sortant du système sont reliés linéairement aux valeurs des grandeurs caractérisant l'énergie fournie au système.

On devrait dire " substantiellement linéaire " car il est convenable et même désirable de parler de distorsion non-linéaire (distorsion harmonique) dans un transducteur par ailleurs considéré comme linéaire. Des écarts légers de linéarité du transducteur ne changeront pas sa classification.

Le transducteur électroacoustique électrostatique peut, selon sa construction, être de deux types :

Soit du type que nous appellerons SIMPLE dans lequel la membrane porteuse de charges électriques est l'une des deux électrodes qui créent le champ électrique.

Soit du type que nous appellerons SYMETRIQUE dans lequel cette membrane se trouve placée au milieu du champ électrique créé entre deux électrodes fixes.

Références :

- | | | | |
|--------------|---|--------------|------|
| R. Lehman | Les transducteurs électro et mécano-acoustiques. Chap. I. | Chiron | 1963 |
| H.F. Olson | Elements of Acoustical Engineering. Chap. IV. | Van Nostrand | 1960 |
| L.L. Beranek | Acoustics. Part VIII 5-6 | Mc Graw-Hill | 1954 |
| F.V. Hunt | Electroacoustics. Chap. I. | John Wiley | 1954 |

B) BREF HISTORIQUE DE LA TRANSDUCTION ELECTROACOUSTIQUE.

Dans un phénomène aussi ancien et familier que la Foudre , on peut reconnaître le premier transducteur électroacoustique connu de l'humanité. Toutefois la conversion contrôlée de l'énergie électrique en énergie acoustique est une acquisition récente. Les progrès dans ce domaine sont loin de se ralentir, car, bien que les principes généraux soient suffisamment connus, certains mécanismes de transduction ne sont pas encore parfaitement maîtrisés.

La curiosité de cabinet " que Benjamin Franklin propose vers 1747 peut être considérée comme la première transduction contrôlée connue. Il s'agissait d'une balle de liège oscillant entre deux clochettes portées à des potentiels électriques différents. Ne manquons pas de remarquer qu'il s'agit là d'un transducteur électroacoustique du type électrostatique. L'idée est diversement exploitée et par exemple vers 1761 Jean Baptiste de Laborde imagine un " clavessin électrique " basé sur le même principe.

Bien avant 1800, date où Alessandro Volta décrit sa fameuse " pile " qui ouvre l'ère de l'électrodynamique, on voit apparaître le premier télégraphe électrique, lui aussi du type électrostatique. En 1774 un tel télégraphe dû à Jean Louis Lesage transmettait une information à quelques 40 kms de distance, par temps favorable, car il s'agissait en effet de deux électromètres à boule reliés par un fil conducteur en plein air.

On peut signaler aussi la présentation à l'Exposition Electrique de Paris en 1881 d'un système complet de téléphone doté de microphones et d'écouteurs électrostatiques. Cette réalisation due à Amos Dolbear eut peu de répercussions car ses avantages pratiques ne dépassaient pas ceux du système utilisant le microphone à charbon et l'écouteur magnétique qui, à partir de 1877, s'était déjà assuré une position solide dans le marché mondial.

Vers 1905 Réginald A. Fessenden dépose un brevet relatif à un " condensateur parlant " utilisable pour moduler ou démoduler un signal radioélectrique.

Au printemps de 1917, Henri Abraham et Charles Fabry, de l'Université de Paris participent à une commission scientifique chargée de présenter à Washington les premiers résultats obtenus dans le domaine de la détection d'obstacles sous-marins par réflexion d'ultra-sons. Au cours des essais préliminaires du récepteur piézoélectrique développé sous la direction de Paul Langevin, l'émetteur d'ultra-sons était du type électrostatique à membrane de mica.

1917 voit aussi apparaître une des pièces maîtresses de l'acoustique. Il s'agit du microphone à condensateur de Edward Wente. Ce fut probablement le premier transducteur électroacoustique où la sensibilité qui jusque là empruntait beaucoup aux résonances propres du système, fut délibérément sacrifiée à la linéarité. Ceci ne fut possible qu'avec l'apparition des premiers amplificateurs à lampes triodes. Cette conjonction de l'électronique et d'un transducteur simple dans son principe, donc au comportement prévisible, ouvre une ère nouvelle à la science des mesures acoustiques.

Ce type de microphone, qui, dans certains modèles récents, voit son volume se réduire à celui d'une courte tige de 3 mm. de diamètre, perturbe au minimum le champ sonore, possède une distorsion négligeable et une sensibilité uniforme sur parfois 12 octaves.

Après une période de déclin, au profit des microphones à ruban ou électrodynamique, il a repris aujourd'hui une réputation de stabilité et de fidélité qui le font adopter comme étalon secondaire pour la mesure des pressions acoustiques.

La décade 1925-1935 fut une période d'intense activité dans le développement des haut-parleurs électrodynamiques et électrostatiques. Le grand nombre des brevets déposés durant cette période est impressionnante, et il semble bien que tous les types actuellement connus furent conçus dès cette période.

Quand en 1926 le haut-parleur électrodynamique proposé par Chester Rice et Edward Kellog commence sa carrière, le type électrostatique perdra de son intérêt. D'une puissance acoustique trop faible, réalisé avec des isolants instables et pourvu d'un diaphragme trop lourd et trop fragile, le haut-parleur électrostatique tombe peu à peu dans l'oubli, éclipsé par la suprématie commerciale du haut-parleur électrodynamique.

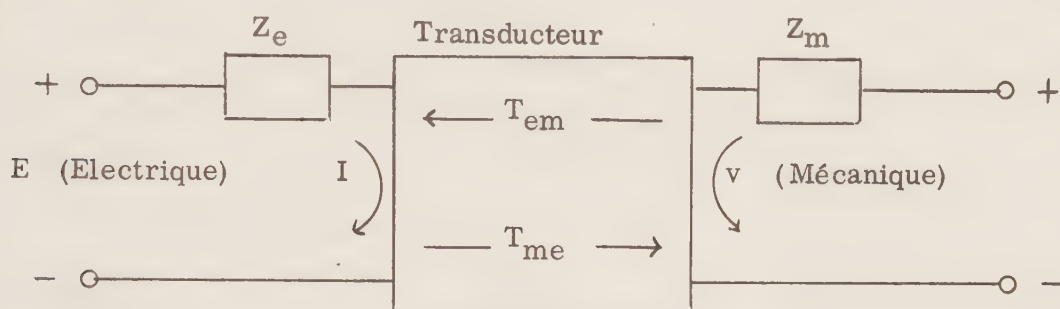
Après 1945 à la suite de recherches entreprises aux U.S.A. en particulier, les qualités spéciales du haut-parleur électrostatique attirent à nouveau l'attention. Les progrès réalisés dans la fabrication d'isolants et de feuilles en matière plastique particulièrement légères et résistantes, permettent de voir fabriquer et mettre en vente les premiers hauts-parleurs électrostatiques à montage symétrique.

Les premiers modèles se cantonnaient dans la reproduction des registres médium et aigu; vint ensuite un modèle capable de couvrir la totalité du spectre sonore utile en vue d'une reproduction de haute qualité. Depuis le début de 1964 d'autres réalisations sont apparues.

C) NOTION DE COUPLAGE ELECTROMECHANIQUE.

Le fait expérimental qu'un système électrique puisse être couplé avec un système mécanique, et qu'une relation unique puisse exister entre les variables du système électrique et celles du système mécanique, est un des fondements de l'Electroacoustique, comme aussi d'ailleurs de l'Electrodynamique.

Prenons le cas simple mais fréquent où un circuit électrique à un seul réseau est couplé, par le quadripole symbolique appelé TRANSDUCTEUR, à un circuit mécanique ayant un seul degré de liberté.



Pour décrire l'état du système deux équations sont nécessaires : L'une pour le réseau électrique qui comprendra les variables électriques et les effets électriques produits par le mouvement du système mécanique. L'autre pour le réseau mécanique comprenant les variables mécaniques et les effets électriques produits par les tensions et les courants du réseau électrique.

On appellera " Coefficients de transduction " des symboles qui décrivent la réalité du couplage électromécanique. La position des indices indique le sens du transfert des effets produits. Par exemple, T_{em} signifiera " effet électrique causé par un effet mécanique " .

T_{em} est défini comme la force électromotrice apparaissant dans le circuit électrique par unité de vitesse dans le circuit mécanique.

T_{me} est défini comme la force mécanique apparaissant dans le circuit mécanique par unité de courant dans le circuit électrique.

Dans le cas d'un état stable, les symboles ainsi définis permettent d'écrire les équations canoniques du système :

$$\begin{aligned} E &= Z_e I + T_{em} v \\ F &= T_{me} I + Z_m v \end{aligned}$$

Henri Poincaré dans son " Etude du recepteur téléphonique " (Eclairage Electrique, Février 1907) semble avoir été un des premiers à associer deux équations linéaires pour décrire le couplage entre un système mécanique.

Raymond L. Wegel dans " Theory of Magneto-mecanical systems " (J. Am. Inst. Elec. Engrs. Octobre 1921) fut le premier à utiliser la notion d'impédance mécanique .

Références :

F.V. Hunt " Symmetry in the equations for Electromecanical Coupling "
J. Acoust. Soc. Am. 22,672 Sept. 1950

F.A. Firestone " New Analogy between Mechanical and Electrical Systems "
J. Acoust. Soc. Am. 4,249-267 Janv. 1933

P.W. Smith Jr. " Analogies and Schematic Networks "
J. Acoust. Soc. Am. 25, 828A July 1953.

D) AVANTAGES PRINCIPAUX DU HAUT-PARLEUR ELECTROSTATIQUE.

Nous n'aborderons ici que quelques points par où le haut-parleur électrostatique diffère, à son avantage, du haut-parleur électrodynamique classique.

Dans le haut parleur électrodynamique les forces mécaniques s'exercent sur des conducteurs de surface sans doute réduite, mais dont la masse n'est pas négligeable. De plus si l'on veut ébranler un volume d'air important il est nécessaire que ces conducteurs moteurs, qui constituent ce qu'on appelle la bobine mobile, soient couplés mécaniquement à une plus grande surface rayonnante, à savoir le cône, afin d'obtenir une meilleure adaptation des impédances mécaniques et acoustiques.

Dans le haut parleur électrostatique les forces mécaniques s'exercent sur des charges électriques, qui dans l'état actuel de la technique de fabrication des matériaux synthétiques, peuvent être portées par un diaphragme dont la masse par unité de surface est comparable à celle d'une couche d'air de quelques millimètres d'épaisseur.

Bien que aux fréquences élevées la masse du diaphragme ne puisse être considérée comme négligeable, on approche de la situation idéale où les forces mécaniques produites par le transducteur électromécanique agissent directement sur le milieu acoustique, supprimant ainsi toute discontinuité entre les milieux couplés.

Le diaphragme mobile du haut-parleur électrostatique est lui-même l'élément rayonnant, alors que dans le haut-parleur électrodynamique il est nécessaire de coupler la bobine mobile motrice à un cône passif.

Dans le haut-parleur électrostatique la position du diaphragme, en chacun de ses points, est déterminée par la force motrice qui lui est appliquée, et cette action peut s'exercer uniformément sur de grandes surfaces, qui peuvent atteindre la valeur de 1 m^2 . Dans un grand haut-parleur électrodynamique dont le cône a une ouverture de 30 cm de diamètre, la surface rayonnante effective n'est que de $0,07 \text{ m}^2$.

Avec les matériaux actuellement disponibles le diaphragme du haut-parleur électrostatique peut avoir une épaisseur ne dépassant pas 6 microns, et une masse de l'ordre de 120 mg par dm^2 . Le cône d'un haut parleur électrodynamique classique a une masse d'environ 2 grammes par dm^2 . A surface rayonnante égale la masse inerte du haut-parleur électrostatique est donc environ 17 fois plus faible.

La faible valeur de l'inertie présentée soit aux forces motrices soit aux forces d'amortissement est un grand avantage : la densité surfacique étant comparable à celle de la charge acoustique, la résistance de rayonnement de l'air aura un effet d'amortissement plus important sur un tel diaphragme que sur un cône plus lourd.

La faible inertie de la surface rayonnante laisse ainsi prévoir une meilleure réponse à des signaux transitoires. Ce point confirmé par des mesures et par l'écoute subjective est un avantage incontesté en faveur du haut-parleur électrostatique.

La possibilité d'avoir de grandes surfaces rayonnantes permet d'abaisser l'impédance acoustique de radiation jusqu'au point où elle atteint l'impédance caractéristique de l'air, même aux fréquences audibles les plus basses. On peut ainsi réaliser un couplage naturel et sans système intermédiaire avec le milieu acoustique .

L'absence de variations brusques du niveau acoustique tel que le mesure un microphone, indique une uniformité de phase pour tous les points du diaphragme; ce qui laisse prévoir un minimum de distorsion de la forme d'onde d'un signal, surtout s'il est à front raide. Cette fidélité dans la reproduction de signaux transitoires est généralement admise comme un facteur important de la satisfaction de l'auditeur.

Le grand nombre des formes que l'on peut donner au diaphragme, en faisant varier ses dimensions et même sa courbure, permet d'en modifier, au moins dans certaines limites, sa directivité.

Le diaphragme mobile situé entre deux électrodes acoustiquement transparentes rayonne, à un déphasage constant près, le même champ acoustique par chacune de ses faces. On reconnaît là une source acoustique du type doublet.

De plus la possibilité d'avoir une surface rayonnante assez grande pour qu'il y ait un couplage direct et efficient avec l'air, permet de se passer des systèmes mécano-acoustiques habituels, tels que trompes, écrans et enceintes acoustiques.

De par sa directivité, le rayonnement en doublet acoustique diminue le nombre des excitations possibles des résonances propres du local d'écoute. Le couplage direct avec l'air évite d'ajouter au son original les " colorations acoustiques " inévitables que produisent tous les dispositifs mécano-acoustiques cités plus haut.

Ainsi, rayonnement en doublet et couplage direct avec le milieu acoustique garantissent davantage que le champ sonore qui parvient à l'oreille de l'auditeur soit conforme au champ acoustique original.

Dans le haut parleur électrostatique l'énergie électrique fournie n'a pas à subir de pertes par hystérésis, par courants de Foucault ou par loi d'Ohm; l'isolant principal étant l'air, les pertes diélectriques sont par ailleurs très faibles. Par contre, l'impédance d'entrée étant surtout capacitive, le facteur de puissance du système est faible.

Toutefois ce n'est pas dans le transducteur proprement dit que se produisent les pertes, mais bien dans le générateur électrique. Ce générateur doit en effet fournir l'inutile composante déphasée du courant de charge des électrodes fixes. Si ce problème trouvait une solution, l'ensemble transducteur-générateur composerait un transducteur électroacoustique de la plus haute efficacité.

Faible inertie du système mécanique, facilité de couplage direct avec l'air, directivité pouvant être aisément modifiée, groupement facile de plusieurs unités grâce à l'égalité de phase des mouvements de différents diaphragmes, et faible taux de distorsion de part son principe de fonctionnement, tels apparaissent les points en faveur du haut-parleur électrostatique.

ETUDE DU MODELE EXPERIMENTAL

I

Ce haut-parleur électrostatique expérimental fut construit avec un diaphragme circulaire pour les raisons suivantes :

- L'impédance de radiation est dans ce cas assez bien connue.
- Le champ acoustique est symétrique autour d'un axe.
- La construction est plus facile.

Il est essentiellement constitué par une membrane de matière plastique, rendue électriquement conductrice, tendue entre deux disques métalliques perforés afin d'être acoustiquement transparents.

L'égalité des distances entre électrodes, l'isolement électrique et la rigidité mécanique sont assurés par une série de couronnes en " Plexiglass " (Polymétacrylate de Méthyle)

Deux types de diaphragmes peuvent être montés entre les disques perforés : L'un est constitué d'une feuille de " Mylar "(Polyester) enduite d'une très légère couche de graphite; l'autre est de la même matière mais recouverte d'une couche d'or par procédé électrolytique.

Les deux disques perforés constituant les électrodes fixes sont soigneusement rectifiés et polis afin de diminuer les risques d'effet de pointe dû à la valeur élevée du champ électrique entre ces électrodes (5000 à 20000 V/cm). Ils sont de plus recouverts d'un vernis à base de Polystyrène.

La jonction du diaphragme et des électrodes fixes avec les conducteurs d'alimentation est faite par des points de peinture à l'argent normalement utilisée dans les circuits imprimés.

A l'aide d'un Pont d'impédance Métrix 626B, on mesure les capacités entre diaphragme et électrodes fixes, et on les ajuste en modifiant les espacements jusqu'à obtenir la meilleure symétrie possible. Le déséquilibre capacitif est de l'ordre de 1% (142 et 145 pF)

On applique au diaphragme une tension continue constante (Polarisation), et une tension alternative (Modulation) sur les électrodes fixes.

Pour éliminer les perturbations qu'apporterait une enveloppe protectrice contre les poussières et l'humidité, le haut-parleur est laissé à l'air libre, mais dans un local dont l'air est " conditionné ". Les conditions habituelles étaient : Humidité 50%, Température 22 degrés C.

Diaphragme métallisé .

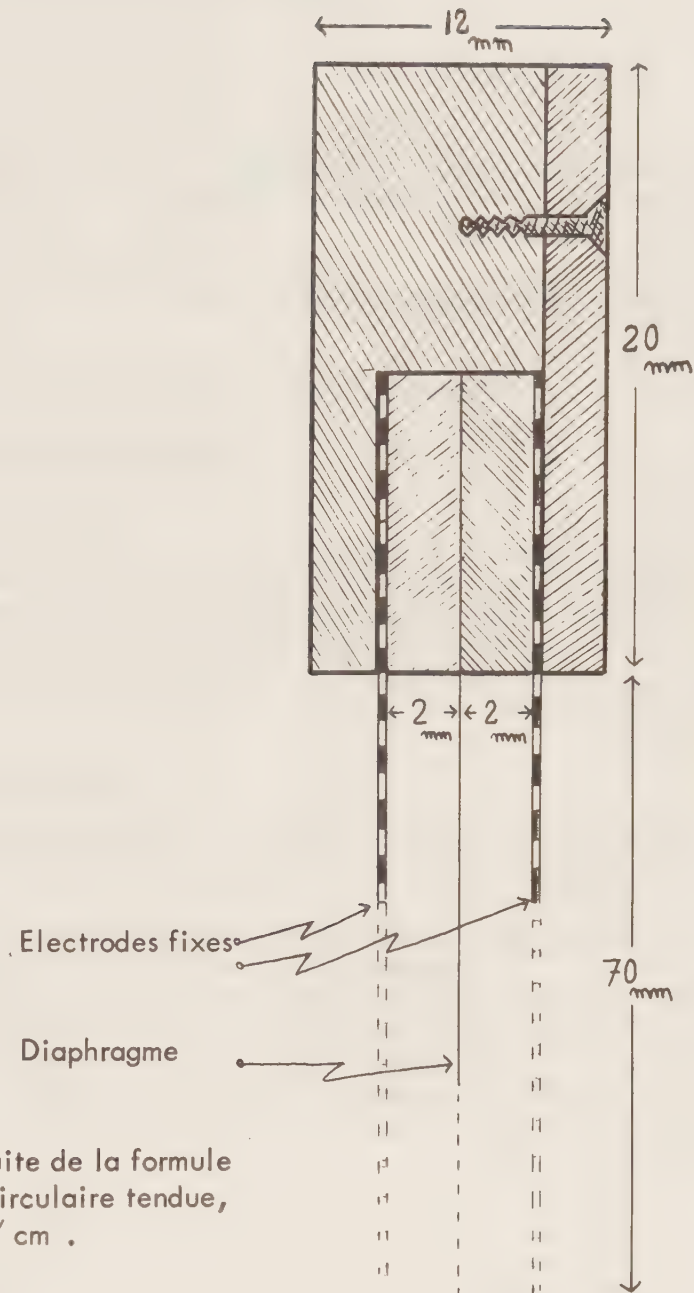
Epaisseur : 25 microns
 Densité : $2,40 \text{ mg/cm}^2$
 Masse : 0,37 g
 Rayon : 70 mm

Diaphragme graphité .

Epaisseur : 10 microns
 Densité : $1,23 \text{ mg/cm}^2$
 Masse : 0,19 g
 Rayon : 70 mm

Electrodes fixes .

Tole perforée de 1 mm d'épaisseur .
 Distances au diaphragme : 2 mm .
 Transparence optique moyenne : 60 % .



La raideur du diaphragme graphité, déduite de la formule donnant la résonance d'une membrane circulaire tendue, est trouvée égale à $6 \cdot 10^5 \text{ dynes/cm}^2 / \text{cm}$.
 La mesure est effectuée dans le vide .

COURBE DE REPONSE PREVUE.

I I

On peut prévoir l'allure générale de la courbe représentant le niveau de pression acoustique créée, en fonction de la fréquence de la tension de modulation appliquée aux électrodes fixes.

Cette tension étant maintenue constante, la force motrice agissant sur le diaphragme est constante.

A mesure que la fréquence croît, trois phénomènes apparaissent :

A) La résonance mécanique du diaphragme.

Elle se produit à la fréquence où la réactance mécanique due à la compliance du diaphragme égale la réactance de masse de l'air. Une rapide exploration des variations du niveau sonore en fonction de la fréquence permet de situer cette résonance vers 60 Hertz. A cette fréquence la réactance de masse du diaphragme est négligeable; les mesures ultérieures montreront que cette masse du diaphragme intervient qu'au delà de 20 kHz.

B) Le couplage progressif avec l'air.

Si la charge de radiation était purement résistive, l'énergie mécanique du diaphragme serait entièrement dissipée dans la résistance de l'air et produirait ainsi le rayonnement acoustique.

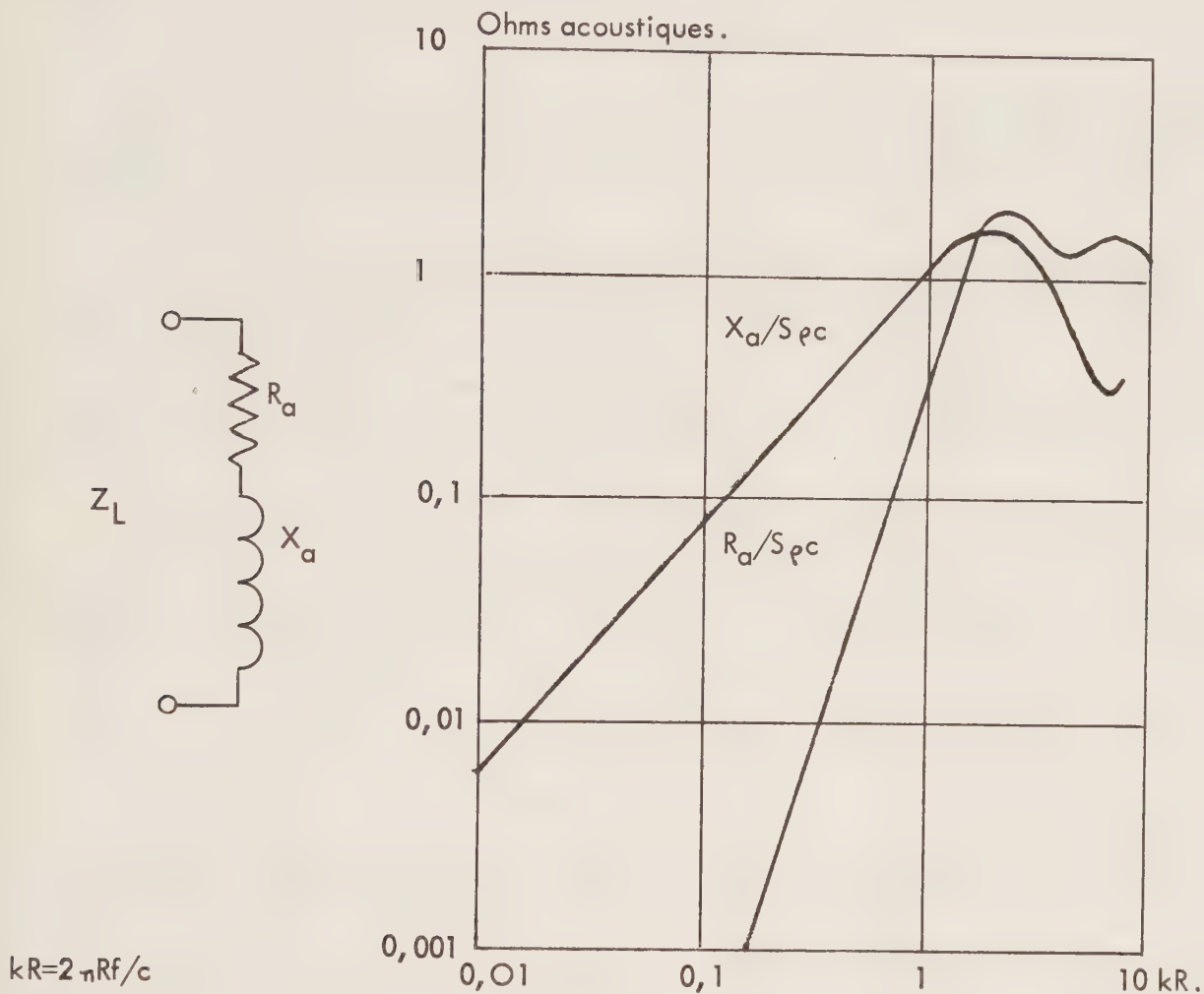
La composante réactive de la charge de radiation produit une énergie acoustique réactive qui retourne au diaphragme, sans produire de rayonnement.

Le problème de la détermination des composantes réactive et résistive de la charge acoustique de l'air sur les deux faces d'un piston circulaire, plan et rigide, rayonnant en espace infini, a été traité en 1951 par Francis M. Wiener (1)

La figure (1) donne les valeurs normalisées de ces composantes en fonction du rayon R du piston et de la fréquence.

Valeurs normalisées des composantes réactive et résistive de la charge acoustique de l'air sur les deux faces d'un piston circulaire plan vibrant en espace infini , d'après F.M.Wiener .

Fig (1)



X_a = Réactance acoustique de l'air
 R_a = Résistance acoustique de l'air
 ρc = Impédance caractéristique de l'air

R = Rayon du piston . $S = R^2 \pi$
 f = Fréquence . $(2\pi f = \omega)$

Jusqu'à la fréquence correspondante à $kR=2$, la charge acoustique est surtout réactive et croit à peu près proportionnellement à la fréquence . La composante résistive domine et demeure constante après la fréquence correspondante à $kR=2$.

Pour un piston de 7 cm de rayon, la prédominance du couplage résistif se placerait entre 1600 et 1800 Hz . La fréquence de résonance se situant environ 5 octaves plus bas, le niveau de pression de part et d'autre de la résonance sera assez faible .

C)

LA DIRECTIVITE

Couplé directement avec l'air, sans écran, ce haut-parleur se rapproche assez d'un doublet acoustique. On sait que pour une telle source acoustique, l'énergie sonore rayonnée se concentre dans un angle solide de plus en plus étroit à mesure que la fréquence croît. Même si la puissance acoustique totale reste constante, la pression dans l'axe du piston monte à mesure que la fréquence croît.

Le " Facteur de directivité " (Df) est défini comme le rapport de l'intensité acoustique ($I = p^2/pc$) en un point du champ acoustique, à l'intensité qui serait produite en ce point par une source ponctuelle, située au même endroit que le doublet, et rayonnant la même puissance acoustique.

Dans le cas d'un piston circulaire plan rayonnant en espace libre, la détermination par le calcul du facteur de directivité est assez délicate (2) et une relation précise permettant de calculer la pression en fonction de la puissance acoustique et du facteur de directivité n'existe pas encore, pour ce cas.

Seules les mesures directes nous renseigneront avec certitude. Mais à priori un fait est certain : du fait de la directivité la pression sonore va croître avec la fréquence, même si la puissance rayonnée totale reste constante.

On peut toutefois proposer, en première approximation, une relation de la forme:

$$p = k. w^{1/2} . Df^{1/2} \quad (3)$$

et d'après F.M. Wiener et C.T. Molloy (4) les valeurs suivantes pour Df en fonction de kR :

$$kR=2 \quad : \quad Df=4$$

$$kR=4 \quad : \quad Df=9$$

$$kR=8 \quad : \quad Df=35$$

Ce qui , dans notre cas, fait prévoir une montée de 3dB du niveau de pression dans l'octave située après 1600 Hz, et de 6dB dans l'octave suivante.

19 Tant que son rayon est petit devant la longueur d'onde, un piston circulaire vibrant en espace infini est assimilable à une source de type doublet. Dans notre cas cette condition est réalisée jusque vers 1600 Hz.

La puissance acoustique totale émise par une source doublet est proportionnelle au carré du flux de vitesse et à la quatrième puissance de la fréquences (5) (6) (7)

A et B étant des constantes u la vitesse du piston

S la surface du piston f la fréquence

U = S. u le flux de vitesse w la puissance acoustique

on a
$$W = A. f^4 . U^2$$

soit pour la pression acoustique en un point :

$$p = B. f^2 . U = B. f^2 . S. u$$

Avant la résonance, l'impédance dominante est celle due à la compliance du diaphragme.

Soit c_m la compliance

F la force motrice

Z_m l'impédance mécanique

u la vitesse

on a $Z_m = 1/w \cdot c_m$

or $u = F/Z_m$

donc $u = F \cdot w \cdot c_m$

La vitesse du diaphragme croît proportionnellement à la fréquence. La pression acoustique croît donc comme le cube de la fréquence, soit, pour le niveau de pression, une montée de 18dB par octave. (8) Près de la résonance, à cause de la surtension mécanique, cette valeur sera modifiée : 18 dB/octave est un taux de montée minimum. (8)

2° Au delà de la résonance l'impédance dominante est celle due à la réactance de masse de l'air qui, d'après les courbes précédentes croît proportionnellement à la fréquence.

on a alors $Z = w \cdot X_a$, d'où $u = F/w \cdot X_a$

La vitesse du diaphragme est inversement proportionnelle à la fréquence. Le niveau de pression acoustique ne croît plus qu'à raison de 6dB/octave.

3° A partir du moment où la charge de radiation devient résistive, (et où la réactance de masse de l'air devient négligeable) la dimension du piston n'est plus négligeable devant la longueur d'onde. La relation précédente cesse d'être applicable.

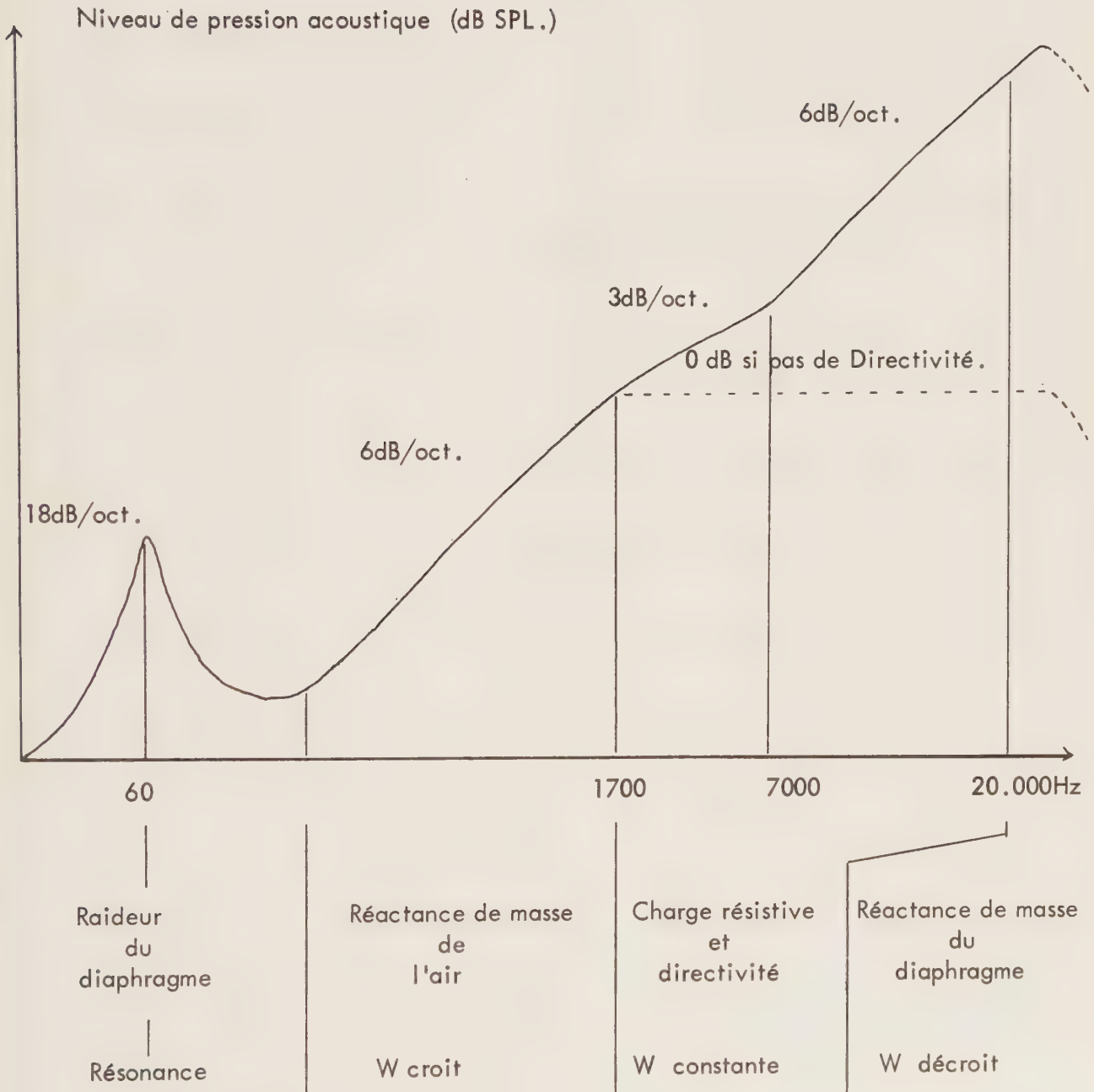
Mais, étant mu par une force constante et couplé avec une charge résistive, le diaphragme fonctionne à vitesse constante. Tant que la charge de radiation demeure résistive la puissance acoustique totale est indépendante de la fréquence (9).

Si le diaphragme n'avait aucune directivité, la pression sonore serait elle aussi indépendante de la fréquence. Mais ce n'est pas le cas, et nous avons vu qu'il faut prévoir une montée du niveau acoustique due non pas à une variation de la puissance totale rayonnée, mais à la directivité.

4° Quand la réactance de masse du diaphragme cessera d'être négligeable, la vitesse du diaphragme va diminuer ainsi que la puissance acoustique totale. Théoriquement la chute du niveau de pression doit être de 6dB/octave, mais d'autres phénomènes annexes la rendent plus rapide. Dans notre cas cette chute du niveau de pression n'apparaît qu'au delà de 20 KHZ.

Modèle expérimental .

Courbe de réponse prévue .



Courbe de réponse prévue.

Références :

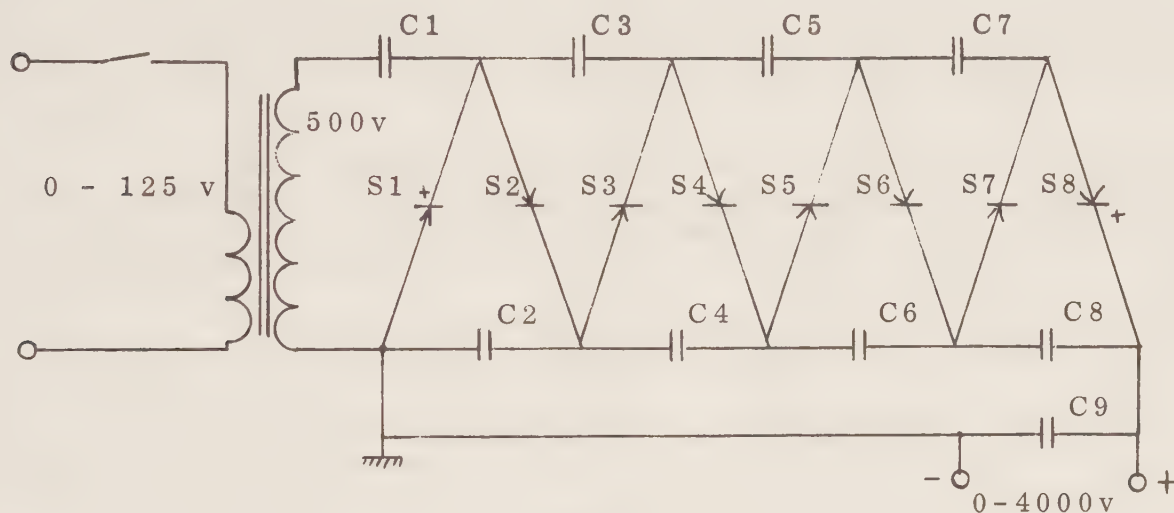
- (1) F.M. Wiener " On the relation between the Sound Field radiated and diffracted by plane Obstacles " J.A.S.A. p 697-700 Vol. 23 No. 6 1951.
- (2) L. L. Beranek "Acoustics " Chap. 4 part II
- (3) L. L. Beranek " Acoustics " Chap. 7 part 17.
- (4) C.T. Molloy " Calculation of the Directivity Index for various Types of Radiators " J.A.S.A. p 387 Vol. 10 1948
- (5) L.E.Kinsley et A.R. Frey " Fundamental of Acoustics " p 163. John Wiley Inc. 1950
- (6) H. F. Olson " Elements of Acoustical Engineering " 2-3 Van Nostrand 1960
- (7) L. L. Beranek " Acoustics " Chap. 4 Part 10 McGraw-Hill 1954.
- (8) L. L. Beranek " Acoustics " Chap. 8 part 19
- (9) P. J. Walker " Wireless World " p 226 June 1955.

COURBE DE REPONSE MESUREE

III

1^o Tension de polarisation du diaphragme.

Pour disposer d'une tension continue variable entre 0 et 5000 volts un montage dit de " Cockroft-Walton série " fut réalisé. Les diodes au Silicium utilisées supportent une tension inverse de crête de 1550 volts. Le débit demandé étant de l'ordre de 1 à 2 microampères, la tension de sortie continue est rendue variable en agissant simplement sur la tension au primaire du transformateur au moyen d'un autotransformateur variable (VARIAC)



S1 à S8 : Diodes au silicium (SEMIKRON SK 04/24)

C1 à C8 : 5 nF (2000 v)

C9 : 10 nF (10.000v)

La valeur de la tension continue fut d'abord lue sur un voltmètre électronique (Métrix Mod.742); mais en cas de très haute résistance entre le diaphragme et cette source, la tension du diaphragme était mesurée au moyen d'un voltmètre électrostatique.

Un autre procédé de mesure du potentiel du diaphragme fut adopté par la suite: Pour une fréquence et une tension de modulation données, le niveau de pression acoustique est directement proportionnel à la tension de polarisation. Il est alors facile de déterminer cette tension en mesurant le niveau acoustique. Cette méthode a l'avantage de n'introduire aucune capacité ou résistance parasite entre le diaphragme et les électrodes fixes.

2° Tension de modulation

Nous donnons ici quelques caractéristiques mesurées du système produisant la tension qui est appliquée aux électrodes fixes du transducteur.

Le générateur basse fréquence utilisé est le modèle 1014 de Bruel et Kjaer (B & K). La fréquence de la tension de sortie est variable de 20 à 20.000 Hz. Cette variation de fréquence est synchrone avec le déroulement du papier d'enregistrement placé sur l'enregistreur de niveau B & K 2305.

Ce générateur est suivi d'un amplificateur de puissance qui est le modèle QUAD II. Cet amplificateur d'une puissance nominale de 15 watts, sur une impédance de sortie de 15 ohms, est équipé pour l'étage symétrique final de deux tubes KT.66. Il est remarquablement stable, et aucune charge capacité ou inductive n'est capable de produire une auto-oscillation. La résistance interne de sortie est d'environ 1 ohm. La puissance qui lui était demandé variait entre 6 et 8 watts, ce qui correspondait à environ 1 volt à l'entrée et 10 volts à la sortie.

Cet amplificateur débitait dans le primaire d'un transformateur dont le secondaire comportait de multiples prises permettant d'avoir deux tensions en opposition de phase, variables, mais dont la somme soit constante. Avec 10 volts aux bornes du primaire, la somme des deux tensions au secondaire est de 1000 volts efficaces.

Le générateur étant entraîné mécaniquement par l'enregistreur de niveau, la tension à la sortie de l'amplificateur ne varie pas de plus de $\pm 0,1$ dB de 20 à 20.000 Hz.

Le bruit de fond mesuré entre 10 et 200 kHz est de -70dB/10volts. Ce bruit de fond est essentiellement constitué par une composante à 50 Hz.

La distorsion à la sortie de l'amplificateur est inférieure à 0,2% entre 50 et 5000 Hz pour une puissance de 8 watts. Elle s'élève à 0,5% à 25 Hz et 0,6% à 20 kHz. Elle provient essentiellement du générateur, et est presque totalement constituée par l'harmonique 2.

A la fréquence de 140 Hz qui fut choisie pour les mesures de distorsion du transducteur, et pour 6 watts de puissance, on a mesuré les valeurs suivantes :

Taux d'harmonique 2 : 0,08% Taux d'harmonique 3 : 0,05%

Au secondaire du transformateur de liaison Amplificateur-Transducteur, pour une puissance débitée de 6 watts et à 140 Hz, on trouvait les valeurs suivantes :

Taux d'harmonique 2 : 0,3% Taux d'harmonique 3 : 0,5%

Le générateur étant entraîné mécaniquement par l'enregistreur de niveau la tension sur les électrodes fixes ne varie pas de plus de $\pm 0,5$ dB entre 20 et 14.000; à 20.000 Hz une montée de 3 dB due au transformateur de liaison Amplificateur-Transducteur était corrigée manuellement.

3^o Mesure du niveau de pression.

Le microphone utilisé est du type électrostatique (B & K 4131). Sa réponse en champ libre est linéaire à $\pm 0,5$ dB près de 20 à 20 kHz.

Ce microphone est placé à 1 m dans l'axe du haut-parleur. La position exacte de l'axe acoustique est déterminée en recherchant le plus haut niveau de pression à 15 kHz. Cette position est très critique, et un déplacement de 1cm par rapport à l'axe modifie notablement l'allure de la courbe de réponse mesurée après 10 kHz.

Le microphone associé à son adaptateur d'impédance à charge cathodique (B&K 2612) est suivi d'un amplificateur de tension à faible bruit (B & K 2604). La tension de sortie de cet amplificateur, linéaire de 10 à 200 kHz, est appliquée à l'entrée de l'enregistreur de niveau (B & K 2305) muni du potentiomètre logarithmique 50 dB.

Des mesures ont été effectuées en remplaçant l'enregistreur de niveau par l'analyseur de fréquence (B & K 2107). Ce procédé éliminait l'influence du bruit de fond acoustique du local de mesure. La courbe de réponse était alors tracée point par point.

Le niveau de pression de référence était donné par un pistonphone (B & K 4220). La précision du tracé de la courbe par l'enregistreur est de 0,3 dB, en valeur relative.

Le niveau de pression acoustique sur le microphone est maximum à 20 kHz. Cette pression maximum était limitée à un niveau d'environ $90 \text{ dB}/2/10^{-4}$ microbar (90 dB SPL).

Au moyen du dispositif d'enregistrement automatique une vingtaine de courbes furent tracées :

Soit en plein air sur un terrain plat, le haut-parleur étant à 2m du sol.

Soit dans un local dont le temps de réverbération était : de 0,75 seconde à 60 Hz, 0,3 seconde à 300 Hz et de 0,1 seconde à 1000 Hz.

Les deux murs parallèles au plan du diaphragme étaient distants de 14m.

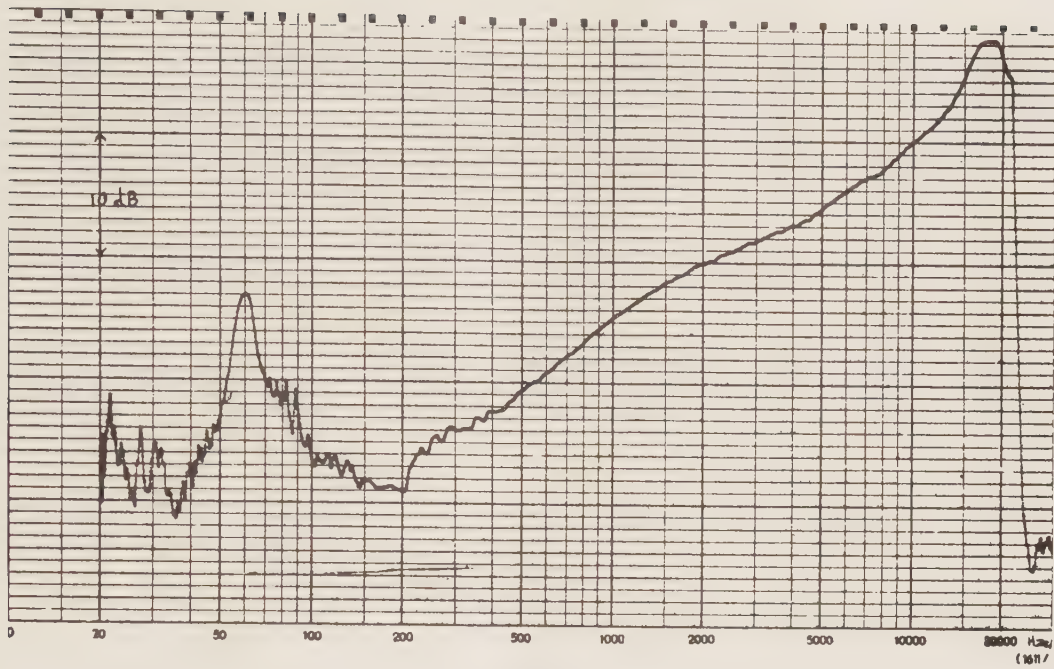
En utilisant l'analyseur de fréquence, dont la rejection est de l'ordre de 60 dB, quelques courbes furent tracées. Pour ne laisser échapper aucune anomalie importante dans la courbe de réponse, une soixantaine de points par courbe est nécessaire.

Les résultats obtenus dans ces différentes conditions se recoupent, sauf dans des irrégularités à certaines fréquences mais qui ne dépassent pas 2 à 3 dB. Les pentes moyennes coïncident, les écarts sont au maximum de ± 1 décibel par octave.

Les figures (2) et (3) représentent deux de ces courbes obtenues par tracé automatique sur l'enregistreur de niveau 2305.

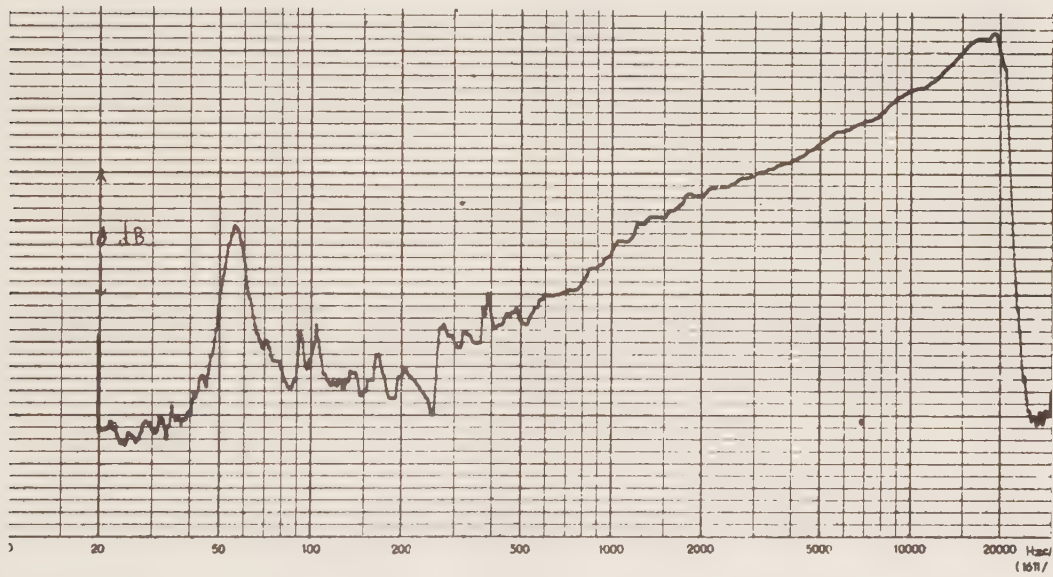
Fig(2)

Courbe relevée en plein air.



Fig(3)

Courbe relevée dans la salle de mesure.



Comparaison avec la courbe de réponse prévue.

On prévoyait une pente de 18 dB/octave avant la fréquence de résonance. Le niveau de pression à ces fréquences se confond avec celui du bruit de fond acoustique et de ce fait, les mesures ne fournissent aucun résultat utilisable. Sur les flancs de la courbe de résonance du diaphragme la pente est supérieure à 18 dB/oct. ; ceci est dû au coefficient de surtension mécanique du diaphragme.

De 500 jusque vers environ 1800 Hz on trouve bien la montée du niveau acoustique à raison de 6 dB/octave due à la réactance de masse de l'air.

Un changement de pente se produit aux environs de 1800 Hz. On sait qu'à cette fréquence la charge acoustique du diaphragme devient résistive, et que le diaphragme fonctionne à vitesse constante. (Ce point sera vérifié par la suite). A cette fréquence la directivité fait son apparition.

De 1800 à 5000 Hz la pente du niveau de pression est d'environ 3 dB/octave, et de 6 dB/octave de 5000 à 20.000 Hz.

L'allure générale de la courbe suit donc assez remarquablement les prévisions.

L'absence d'irrégularités dans le niveau de pression à partir de 1000 Hz, et sa montée constante jusqu'à 20 kHz illustre bien un des avantages principaux du transducteur électrostatique qui est dû à la faible masse du diaphragme et à l'élimination des perturbations causées par un organe supplémentaire de couplage avec l'air.

Les mesures ont été poussées au delà de 20 kHz. La très forte directivité rend les mesures délicates. On note toutefois que le niveau acoustique devient à peu près constant de 20 à 25 kHz, puis chute d'environ 18 dB/octave au delà. La réactance de masse du diaphragme n'entre donc en jeu qu'après 20 kHz.

Réponse acoustique à des signaux électriques à front raide.

Un signal de forme rectangulaire dont le temps de montée est de 100 microsecondes et la durée du plateau de 1 milliseconde est appliqué aux électrodes fixes. La tension de sortie du microphone est observée sur un oscilloscope (TEKTRONIX 561 A). Ce signal est reproduit sans dépassement.

Le temps de montée observé sur l'oscilloscope se stabilise autour de 25 microsecondes dès que le signal électrique a un temps de montée inférieur à cette valeur.

Pour avoir des informations plus précises sur la directivité d'un tel radiateur acoustique, nous avons tracé les courbes donnant la répartition du niveau de pression dans l'espace qui entoure le haut-parleur et à une distance constante de celui-ci. La mesure est faite dans le plan horizontal passant par le centre du haut-parleur.

Le haut-parleur est placé sur une table tournante dont le mouvement est synchrone avec celui du papier d'enregistrement situé sur l'enregistreur de niveau B & K 2305.

La distance du microphone au diaphragme est de 4 mètres. Cette mesure est effectuée en terrain plat, dégagé de tout obstacle, et de nuit afin de bénéficier d'un plus faible niveau de bruit de fond.

Les figures (4 à 9) représentent donc la répartition du niveau acoustique en fonction de l'angle de l'axe du haut-parleur avec l'axe microphone-haut-parleur, et ceci pour différentes fréquences.

Toutes ces courbes sont caractéristiques du champ acoustique rayonné par un doublet. On peut voir combien la directivité devient élevée à partir de 2500 Hz.

Le point où le niveau de pression est inférieur de 6 dB par rapport au niveau dans l'axe acoustique se situe à :

(Par rapport à l'axe acoustique)

60 degrés à 1000 Hz

30 degrés à 2500 Hz

25 degrés à 5000 Hz

12 degrés à 10 kHz

8 degrés à 15 kHz

3 degrés à 20 kHz

Presque toute l'énergie acoustique rayonnée est contenue dans un cône dont l'angle au sommet est de :

150 degrés à 1000 Hz

120 degrés à 2500 Hz

60 degrés à 5000 Hz

40 degrés à 10 kHz

20 degrés à 15 kHz

14 degrés à 20 kHz

Utilisé comme haut-parleur dans les conditions habituelles la directivité serait très gênante pour l'auditeur. On conçoit la nécessité de donner au diaphragme une certaine courbure afin de mieux répartir dans l'espace l'énergie acoustique, comme aussi

de s'écarter de la forme circulaire pour ce diaphragme. Toutefois l'écoute de ce haut-parleur dans un local normalement réverbérant atténue beaucoup l'effet de la directivité. Nous avons fourni à ce haut-parleur expérimental une modulation à caractère musical et l'impression subjective de l'écoute n'attirait pas spécialement l'attention sur cette directivité. Il faut remarquer à ce sujet que dans la plupart des modulations issues de disques phonographiques ou de bandes magnétiques, l'énergie dans la gamme de fréquence située au delà de 10 kHz est très faible.

La figure (10) représente le niveau de pression mesuré à proximité immédiate (3mm) du diaphragme. Dans ces conditions la pression est proportionnelle à la vitesse du diaphragme. (Olson 2-3)

On remarque : La pointe due à la résonance mécanique du diaphragme .

Une série d'irrégularités entre 100 et 1000 Hz.

Une partie linéaire de 500 à 20 kHz.

Les changements brusques du niveau de pression entre 150 et 300 Hz apparaissent aussi sur les courbes de réponse relevées à grande distance du diaphragme. Au début nous les avons supposées dues à des résonances propres du local de mesure, mais elles apparurent aussi sur les courbes relevées en plein air. Mais dans les mesures de pression au voisinage du diaphragme le niveau de pression est trop élevé pour que les réverbérations du local influence cette pression.

Nous avons alors soupçonné des modes de vibrations du diaphragme qui entraîneraient des différences de phase entre les déplacements de différents points de sa surface.

Pour confirmation, le niveau de pression à 3 cm du diaphragme a été exploré selon des translations parallèles au plan du diaphragme, la direction de la translation (du microphone) étant verticale ou horizontale.

Les figures (10A à 10 D) représentent les résultats de cette mesure.

Les fréquences correspondantes aux points A1, A2, B1, B2, se rapprochent assez de celles prévues pour les modes de résonance anormaux des membranes circulaires tendues (Olson 3-4) (Lehman 3.71.11)

Soit $f_0 = 65$ Hz la fréquence de résonance fondamentale

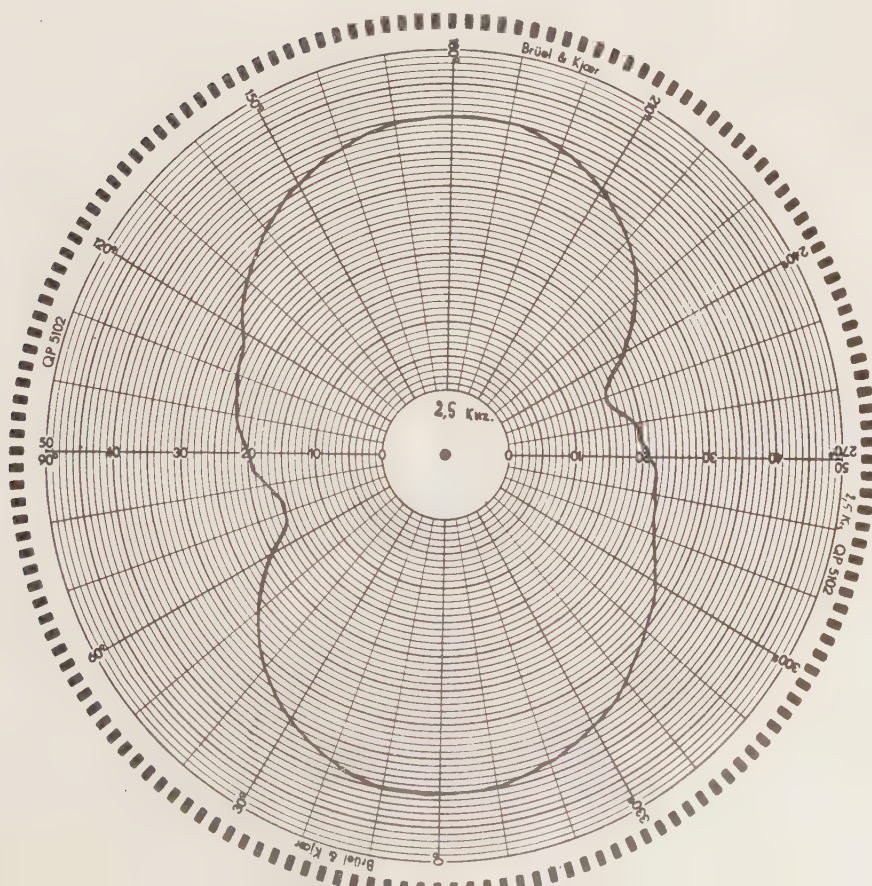
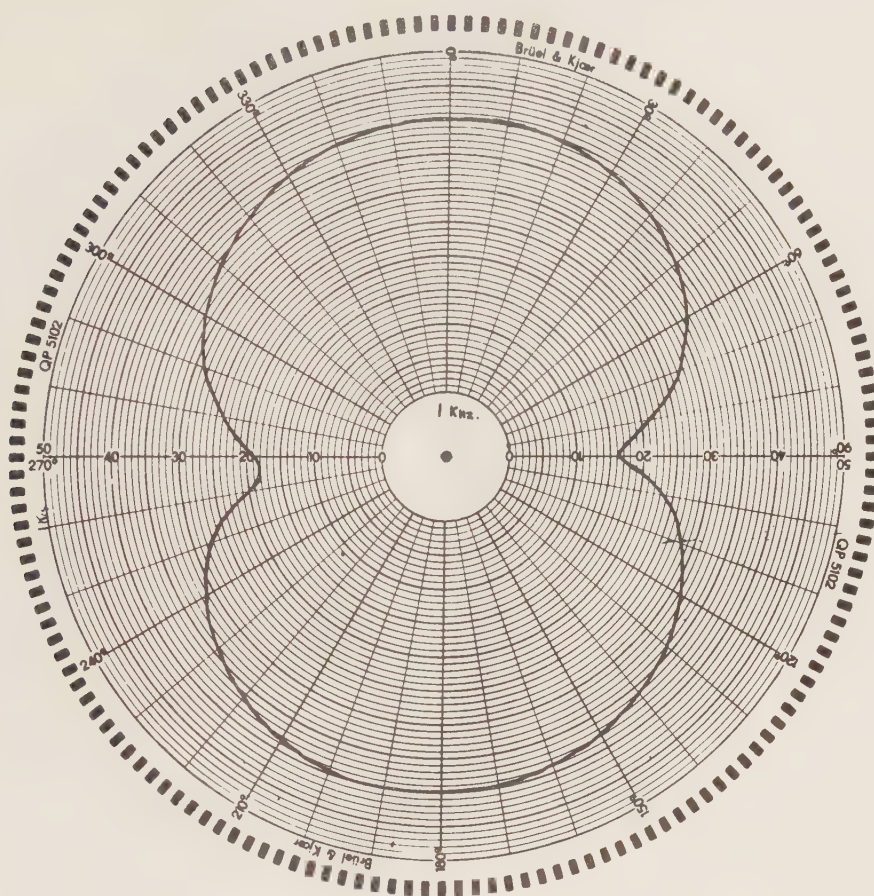
Les points A1 et A2 correspondent au partiel $261 f_0 = 170$ Hz

Le point B1 au partiel $3,50 f_0 = 225$ Hz

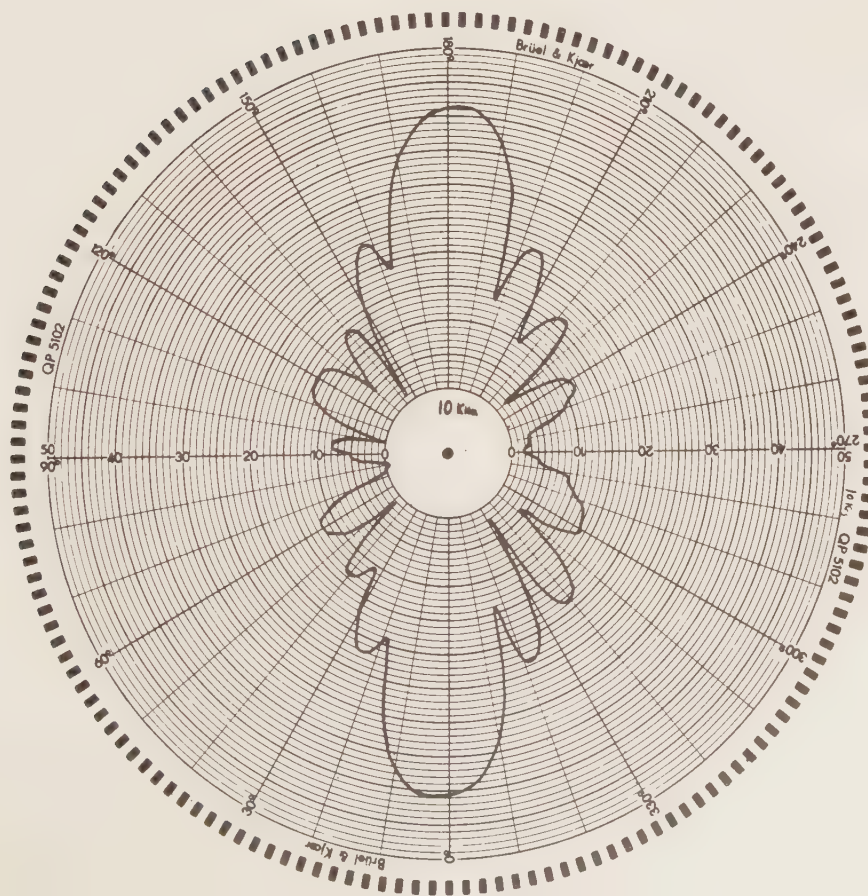
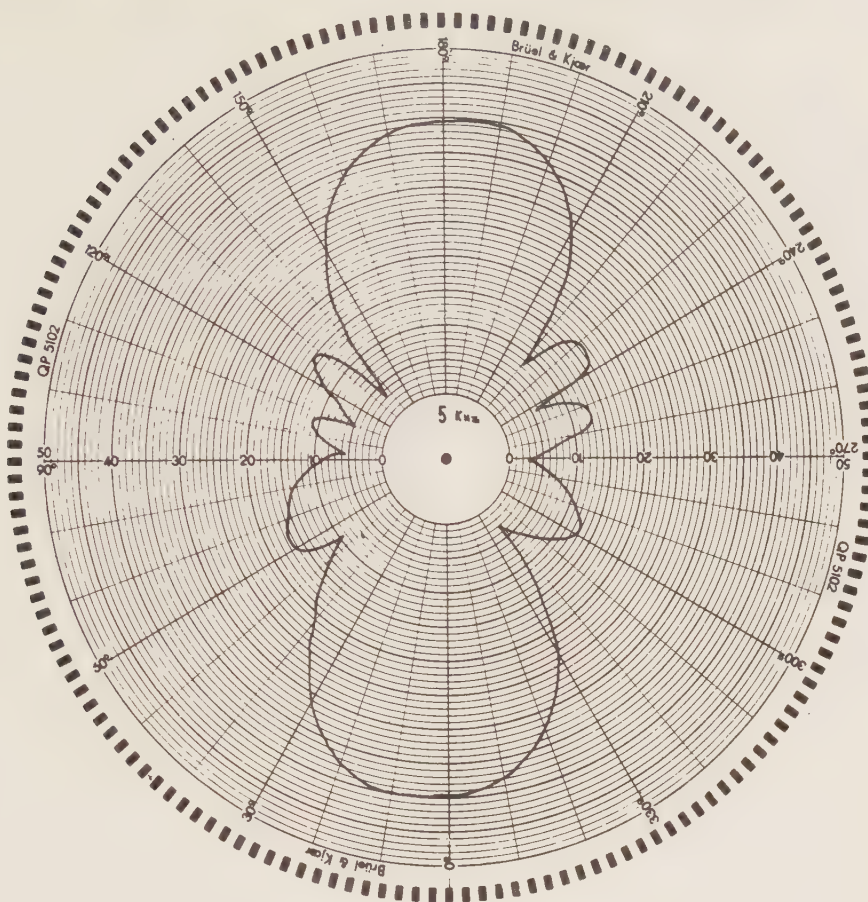
Le point B2 au partiel $3,65 f_0 = 235$ Hz

Les différences de phase entre différents points du diaphragme, qui surgissent à ces fréquences, expliquent ces variations brusques de la pression sur le microphone. Les fréquences mesurées s'écartent quelque peu de la théorie, mais il ne faut pas oublier que celle-ci ne tient pas compte des forces d'amortissement.

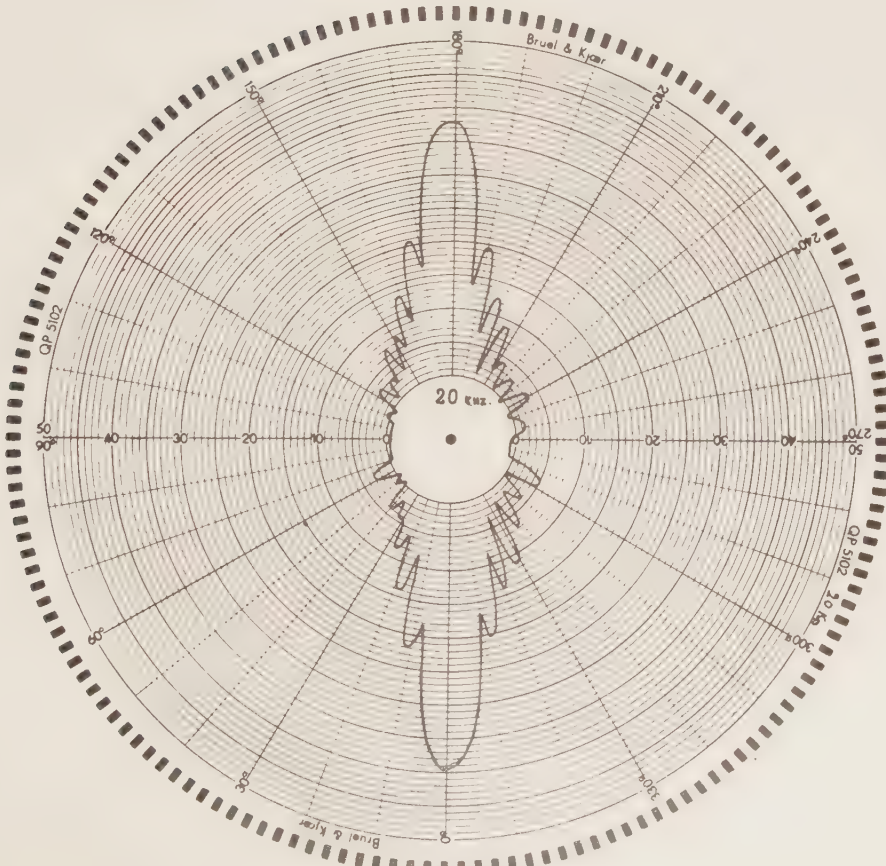
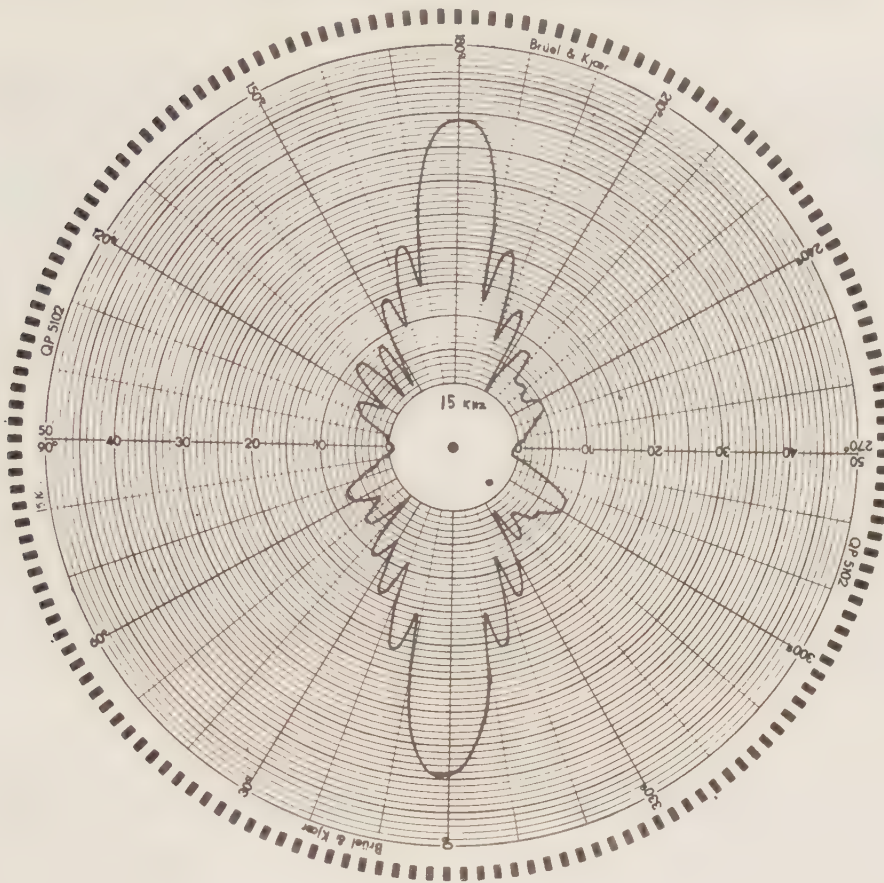
Courbes de répartition du niveau de pression . Fig (4 et 5).



Courbes de répartition du niveau de pression . Fig (6 et 7).

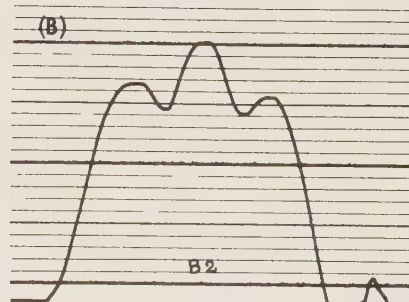
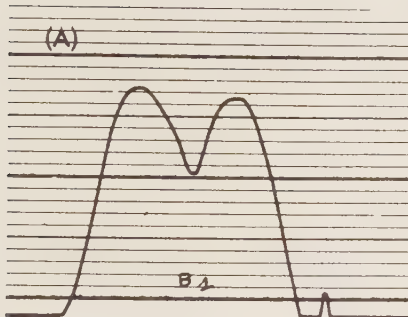
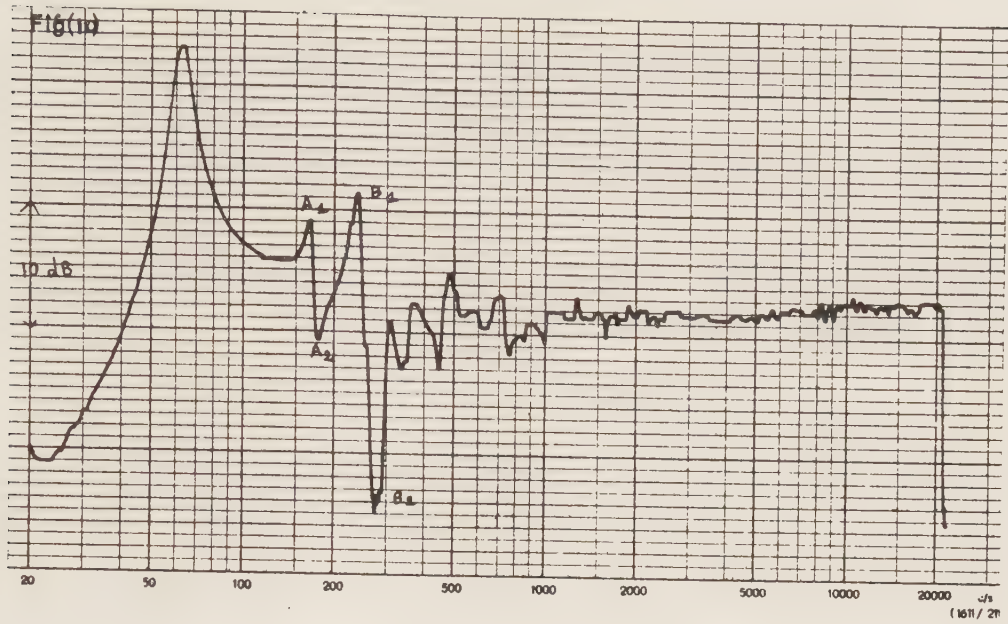


Courbes de répartition du niveau de pression . Fig (8et9).

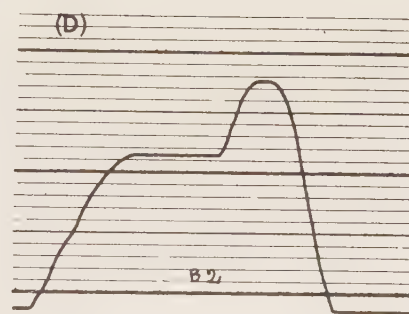
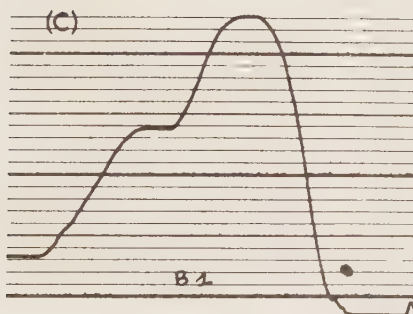


Fig(10)

Niveau de pression à proximité du diaphragme.



Déplacement horizontal .



Déplacement vertical .

ETUDE DE LA DISTORSION

Les résultats présentés ici sont une vérification expérimentale de quelques points concernant le fonctionnement de ce type de transducteur. On trouvera en appendice un exposé plus complet de son fonctionnement.

Les mesures réalisées ont pour but de vérifier les prévisions suivantes relatives à la distorsion acoustique :

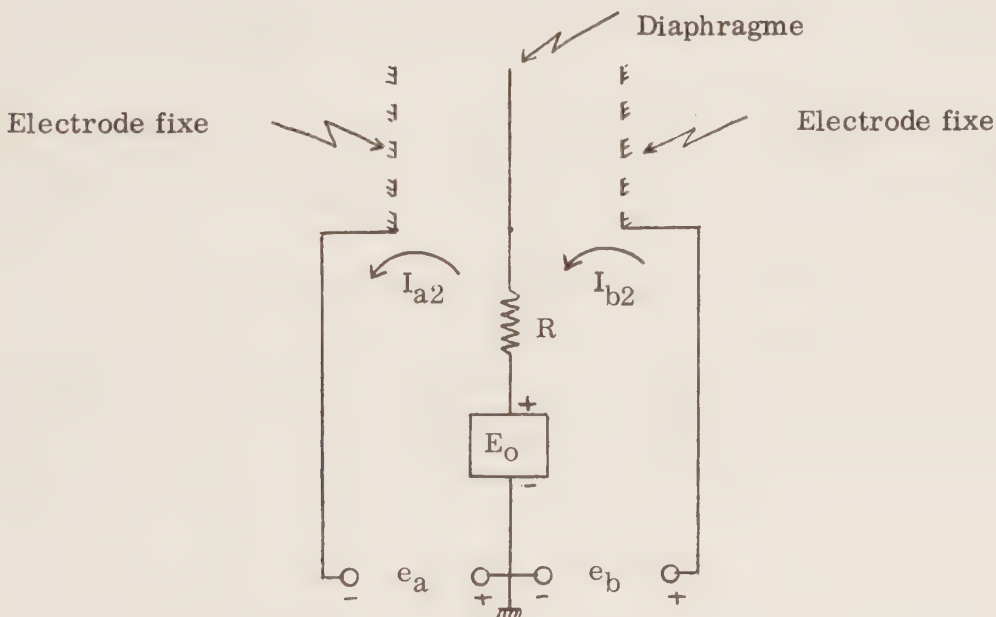
A - La vitesse du diaphragme à une fréquence double de celle du signal électrique, vitesse que nous appelons vitesse d'harmonique 2, doit s'annuler si la somme des courants d'harmonique 2, $I_{a2} + I_{b2} = I_2$, s'annule dans la branche centrale du circuit.

B - Deux procédés doivent réduire cette composante de $I_{a2} + I_{b2}$:

- a) Soit en obtenant une parfaite symétrie électrique des deux réseaux
- b) Soit en rendant très grande l'impédance de la branche centrale, ce qui équivaut à donner une charge électrique constante au diaphragme.

C - La vitesse d'harmonique 3 est liée à l'existence des courants d'harmonique 2. Elle doit disparaître avec ceux-ci.

Nous avons ainsi observé les variations du niveau acoustique dû à la vitesse d'harmonique 2 quand on modifie les tensions e_a et e_b entre diaphragme et électrodes fixes, ainsi que la résistance R placée entre la source de polarisation et le diaphragme.



Pour des raisons d'ordre technologique, cette façon de procéder nous a paru meilleure que celle consistant à rendre dissymétrique le système d'électrodes, en rapprochant le diaphragme de l'une des électrodes fixes.

Chafne de mesure

Le haut-parleur soumis aux essais est muni du diaphragme métallisé dont la résistance électrique propre est négligeable.

Si la source de tension continue a elle-même une faible résistance interne, le diaphragme aura un potentiel constant. Mais comme le problème exact est d'assurer au diaphragme un potentiel constant au cours d'un cycle de déplacement, l'impédance de cette source peut être abaissée en connectant un condensateur à ses bornes. A la fréquence choisie pour les mesures (140 Hz), une capacité de 2 microfarads est suffisante. La durée d'un cycle de déplacement du diaphragme est assez courte pour que la tension aux bornes de ce condensateur ne varie pas.

Le schéma de principe de la chafne de mesure est celui de la figure (11)

A la sortie de l'amplificateur de puissance la distorsion totale du signal ne dépassait pas 0, 1%, la distorsion propre du générateur basse fréquence étant incluse dans cette valeur.

Les tensions e_a et e_b aux secondaires du transformateur de liaison entre l'amplificateur et les électrodes fixes, présentent une distorsion harmonique 2 de 0,5% au maximum. Nous aurions pu tenter de réduire ce taux par exemple au moyen d'un enroulement de contre-réaction, mais cette amélioration n'était pas essentielle à la validité de la vérification proposée.

La distorsion propre de l'analyseur de fréquence B & K 2107 est inférieure à 0,2 % . Cet analyseur utilisé avec le filtre B & K 1607 permet de mesurer les taux de distorsions de l'ordre de 0,01 %.

Le microphone utilisé est du type électrostatique (B & K 4131). Le niveau de pression acoustique sur le microphone étant, au cours des mesures, inférieur à 100dB (SPL) ($0\text{dB} = 2 \cdot 10^{-4}$ microbar) la tension de sortie a un taux de distorsion inférieur à 0,1 %.

La distance du microphone au diaphragme est de 0,20 mètre.

Pour avoir un taux de distorsion acoustique commodément mesurable le haut-parleur dû fonctionner dans des conditions particulièrement sévères. Afin d'engendrer une distorsion d'harmonique 2 dont le niveau de pression acoustique, par rapport à celui du fondamental, soit de -10dB dans les cas les plus défavorables et de -45 dB dans les cas les plus favorables, les conditions de fonctionnement suivantes furent adoptées :

Fréquence : 140 Hz ($kR = 2\pi Rf/c = 0,18$)

Potentiel du diaphragme : + 500 volts

Tension de modulation : 1000 volts efficaces ($e_a + e_b$)

Soient e_a et e_b les tensions alternatives sur les électrodes fixes, le taux de déséquilibre électrique est :

$$\Delta V/V = (e_a - e_b) / (e_a + e_b)$$

Le passage du fonctionnement à tension constante à celui à charge constante, relativement au diaphragme, est obtenu en donnant à la résistance R_0 des valeurs comprises entre 0 et 1000 Mégohms.

La variable choisie pour caractériser l'état électrique du diaphragme est la quantité $2RfC$, c'est à dire le rapport de la constante de temps du circuit de charge du diaphragme à la demi-période.

Le niveau de pression acoustique totale sur le microphone est maintenu et égal à 95 dB SPL.

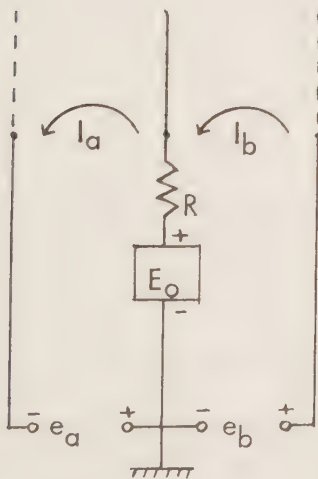
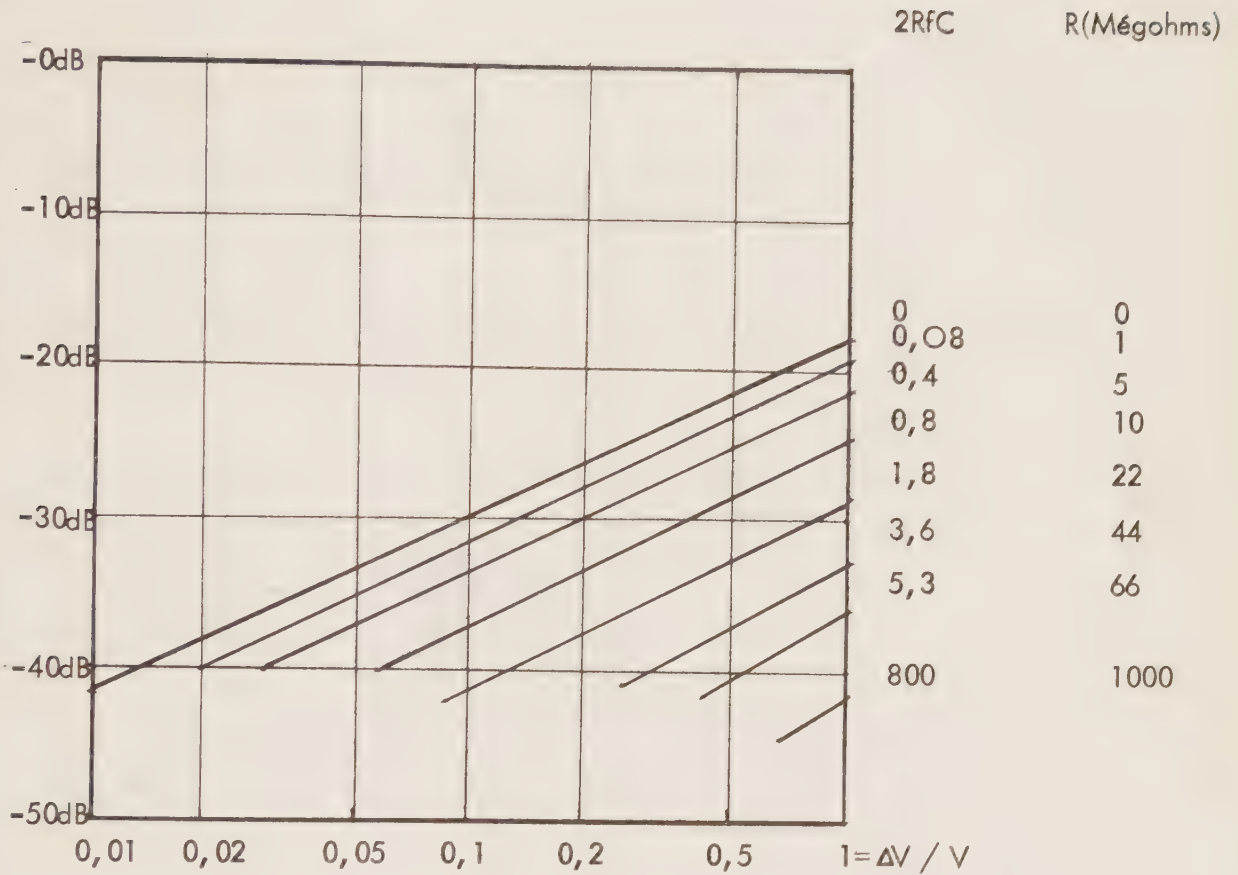
Les graphiques (12) et (13) résument les résultats des mesures.

Niveau de pression du 2^e harmonique
en fonction du déséquilibre $\Delta V / V$
et pour diverses valeurs de $2RfC$.

Fréquence : 140 Hz .

0 dB = 95 dB SPL. (réf: $2 \cdot 10^{-4}$ microbar.)

Fig (12)

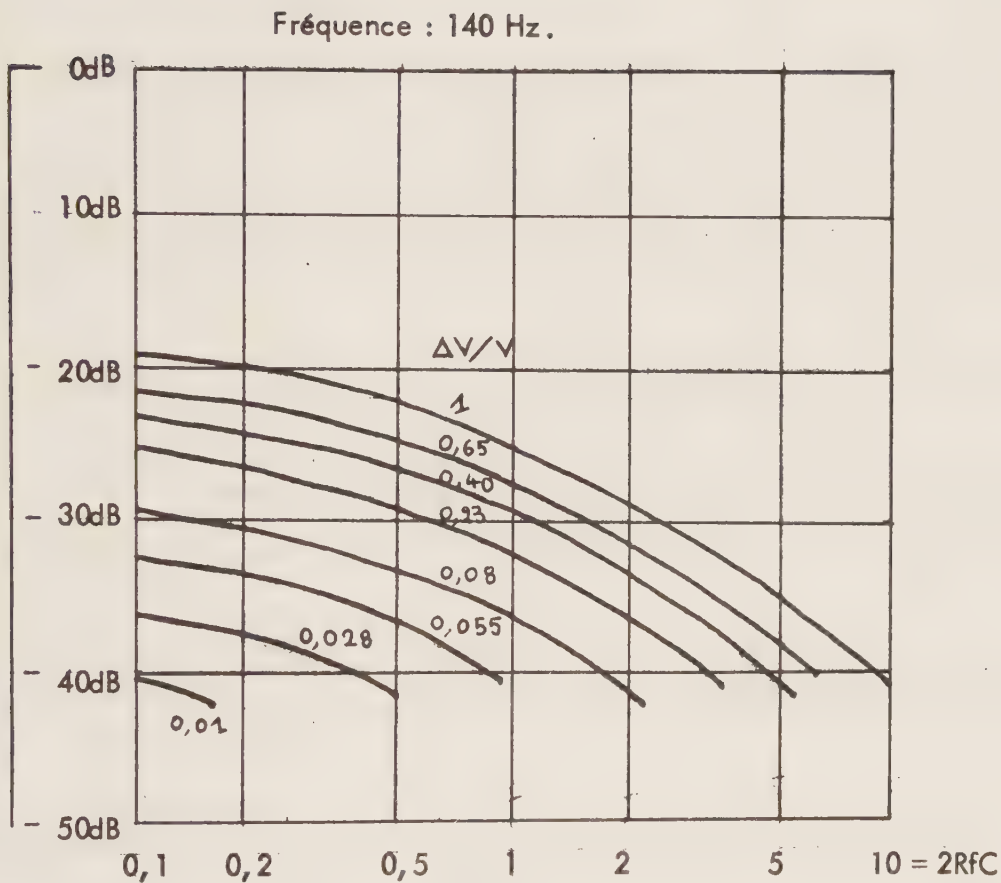


$$\Delta V / V = (e_a - e_b) / (e_a + e_b)$$

$2RfC$ = Rapport de la constante de temps du circuit de polarisation, à la demi-période.

Niveau de pression du 2^e harmonique
en fonction de la constante de temps normalisée $2RfC$
et pour diverses valeurs du déséquilibre $\Delta V/V$.

Fig(13)



Tension de polarisation du diaphragme : 500 volts.

Tension de modulation entre électrodes fixes : 1000 volts efficaces

Niveau de pression du fondamental : 95 dB SPL (réf: $2 \cdot 10^{-4}$ microbar)

Limite des mesures : - 45 dB / niveau du fondamental.

Distance du microphone au diaphragme : 20cm .

Conclusions concernant la distorsion.

On prévoyait que la distorsion en harmonique 2 et en harmonique 3 devait diminuer à mesure que l'on tendait vers une parfaite symétrie du système et une impédance infinie pour la branche centrale du circuit.

Les mesures confirment bien ces prévisions.

Pour atteindre un faible taux de distorsion les conditions pratiques à réaliser ne sont pas très sévères : En effet , en donnant à R_o une valeur qui correspond à $2 RfC = 0,8$ et pour un déséquilibre des tensions de 5%, la distorsion en harmonique 2 est inférieure à -40 dB (1%)

Même en cas de déséquilibre total ($\Delta V/V=1$) si l'on satisfait à la condition $2 RfC = 5$ ($R_o = 66$ Mégohms) le niveau de l'harmonique 2 est de - 37 dB (1,5%)

Toujours dans le cas de déséquilibre total des tensions mais avec une résistance de 1000 Mégohms dans la branche centrale, ce qui est aisément réalisable pourvu que le diaphragme soit supporté par des isolants convenables, la distorsion propre du transducteur est, dans nos mesures, indiscernable de celle de la chaîne de mesure (-46dB) soit 0,5 %)

Si donc on assure au diaphragme un régime à charge constante les exigences de symétrie géométriques ou électriques ne sont pas très difficiles à satisfaire.

La distorsion en harmonique 3 était presque toujours trop faible pour être mesurable. Elle ne dépassait pas le niveau de la distorsion en harmonique 3 du signal électrique appliqué, et ceci dans les cas les plus favorables à sa manifestation. Son niveau variait entre -40 et -45 dB et était, dans tous les cas, inférieur à celui de l'harmonique 2 .

Avec $R_o = 66$ Mégohms et un signal appliqué aux électrodes fixes ne dépassant pas 0,1% de distorsion (liaison directe des anodes de l'amplificateur aux électrodes fixes) nous n'avons rien décelé qui soit supérieur au bruit de fond de la chaîne de mesure (- 55dB soit environ 0,15 %)

Remarquons au passage l'impropriété que constitue l'appellation courante " Haut-parleur électrostatique push-Pull à charge constante " au moins en ce qui concerne le mot "push-Pull ". Un montage "en push-pull " implique la nécessité d'un " point milieu " qui est un potentiel de référence pour les tensions déphasées aux extrémités d'un enroulement ou aux bornes d'un déphaseur.

Dans le cas d'un régime à charge constante pour le diaphragme, toute liaison entre ce diaphragme et un " point milieu " quelconque est inutile. Il n'y a plus deux champs électriques de part et d'autre du diaphragme, mais un seul, existant entre les deux électrodes fixes.

Nous avons affaire, en réalité, à une charge électrique constante placée dans un champ électrique alternatif, La force agissant sur cette charge ne dépend que de la différence de potentiel entre les électrodes fixes. La force est, de plus, exactement proportionnelle à cette différence de potentiel. La symétrie des tensions ou des distances par rapport au diaphragme n'intervient plus.

ETUDE DU MODELE QUAD.

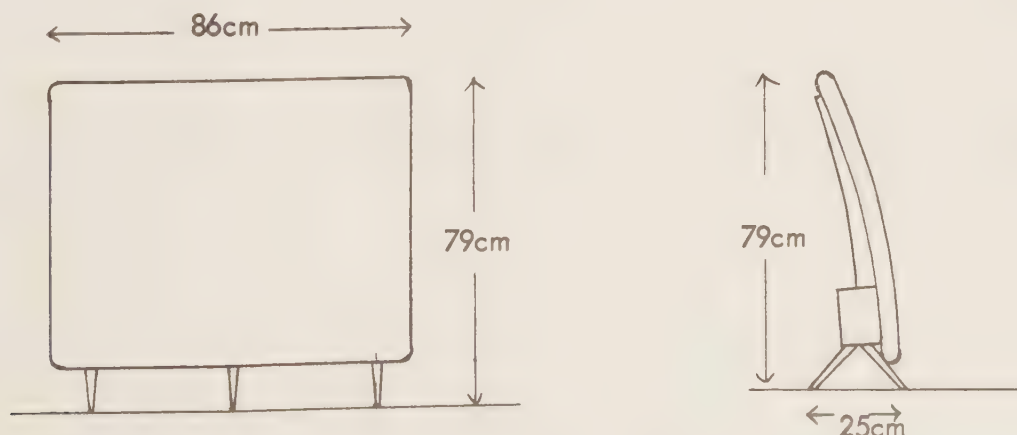
Le haut-parleur QUAD est composé de 5 unités électrostatiques du type symétrique à charge constante. Les diaphragmes sont en forme de bandes allongées dans le sens vertical et légèrement courbes. Les unités sont placées côte à côte dans un même plan.

Chaque diaphragme vibre entre deux plaques perforées en matière plastique dont les faces extérieures sont métallisées. Chaque unité est scellée sous une enveloppe mince de matière plastique qui la protège contre la poussière et l'humidité.

A la partie inférieure et derrière les unités électrostatiques on trouve le transformateur de liaison entre ces unités et l'amplificateur de puissance. Ce transformateur joue également le rôle de filtre répartiteur de fréquences sur chaque unité. On trouve aussi à cet endroit la source de tension continue de polarisation des diaphragmes.

Une paire de bornes est destinée à la liaison avec l'amplificateur de puissance (15 ohms), une autre paire de bornes sert à raccorder au réseau la source de tension de polarisation.

L'ensemble est présenté sous une grille d'aluminium anodisé fixée sur un cadre de bois verni. Le poids est de 18 kilogrammes.



Ce haut-parleur est composé de 5 unités de reproduction :

1 unité pour le registre " aigu ", 2 unités pour le registre " médium ", et 2 unités pour le registre " grave ". Fig (14)

Les deux unités " médium " et l'unité " aigu " sont identiques. Chaque diaphragme est une bande verticale de 4,5 cm de large et de 58 cm de haut. La tension de polarisation commune à ces trois diaphragmes est de 1600 volts environ. L'espace entre les plaques perforées est de 1 mm.

Chacune des deux unités "gravé" est composée de 3 diaphragmes de 8,5 cm de large et de 58 cm de haut. Le potentiel commun de ces six diaphragmes est de 6500 volts environ. L'espace libre entre les plaques perforées est de 4 mm. Afin de réduire le coefficient de surtension mécanique à la résonance, qui se produit vers 50 à 60 Hz, l'arrière de ces unités est recouvert d'un feutre de quelques millimètres d'épaisseur.

Epaisseur du diaphragme des unités " Grave " : 10 microns.

Epaisseur du diaphragme des unités " médium et aigu " : 6,5 microns.

Résistance des diaphragmes : environ 10^{12} ohms par unité de surface.

Raideur du diaphragme grave : environ $7 \cdot 10^4$ dynes/cm²/cm.

Capacité entre électrodes fixes : Unité grave : 460pF

Unité médium : 260pF

Unité aigu : 160pF

Intensité du courant de polarisation : maximum 1 microampère.

Dans les pointes de modulation, la tension de crête entre électrodes fixes des unités grave, atteint 10 kV.

Le constructeur indique, pour le haut-parleur QUAD, les spécifications suivantes :

Niveau acoustique à 2 m, dans l'axe, en espace libre :

93dB SPL de 50 à 10.000 Hz

100dB SPL de 70 à 7.000 Hz (OdB SPL = $2 \cdot 10^{-4}$ microbar)

Directivité : Dans le plan horizontal : 70 degrés

Dans le plan vertical : 15 degrés

Fréquences reproduites : de 45 à 18.000 Hz.

L'écoute de ce haut-parleur n'est pas recommandée dans des locaux dont le volume dépasse 200 m³.

Son utilisation n'est recommandée qu'associé avec l'amplificateur QUAD. Au cas où un autre amplificateur serait utilisé, il devrait répondre aux spécifications suivantes :

- Fournir une puissance d'au moins 15 watts, avec un faible taux de distorsion, quand il est chargé par une résistance variable entre 7 et 15 ohms.

- A certaines fréquences l'impédance du haut-parleur s'élève à environ 30 ohms. A ce moment la tension de crête aux bornes du haut-parleur ne doit pas dépasser 35 volts.

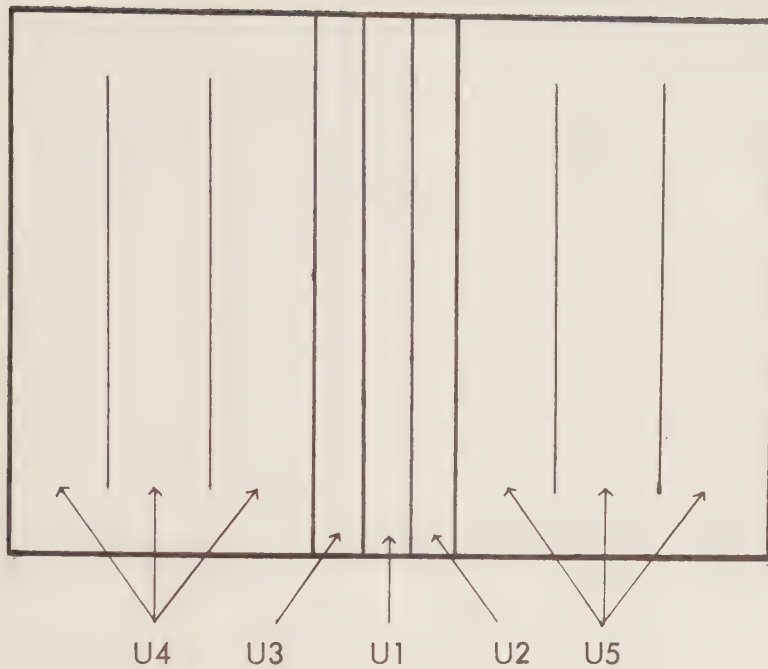
- L'amplificateur doit apparaître comme une source dont l'impédance soit équivalente à 1 à 2 ohms en série avec une inductance 30 à 40 microhenrys.

- Cet amplificateur doit être complètement stable, quelque soit la résistance ou la réactance de la charge.

Disposition des unités électrostatiques .

Haut-parleur QUAD .

Fig (14)

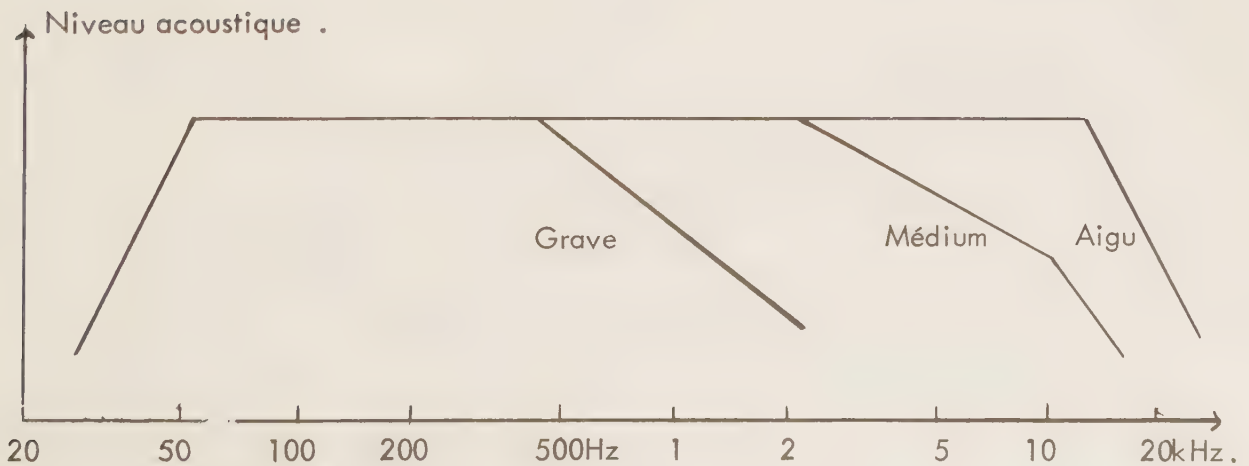


U4 et U5 : Registre grave
opèrent en parallèle .

U2 et U3 : Registre médium
opèrent en parallèle .

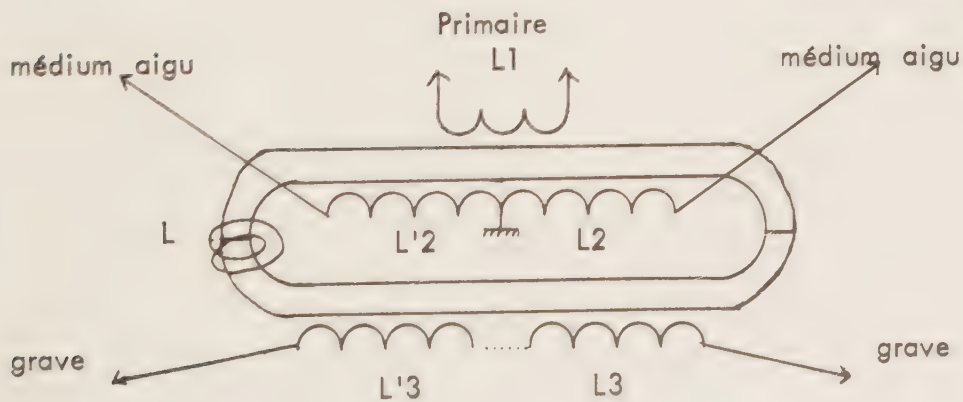
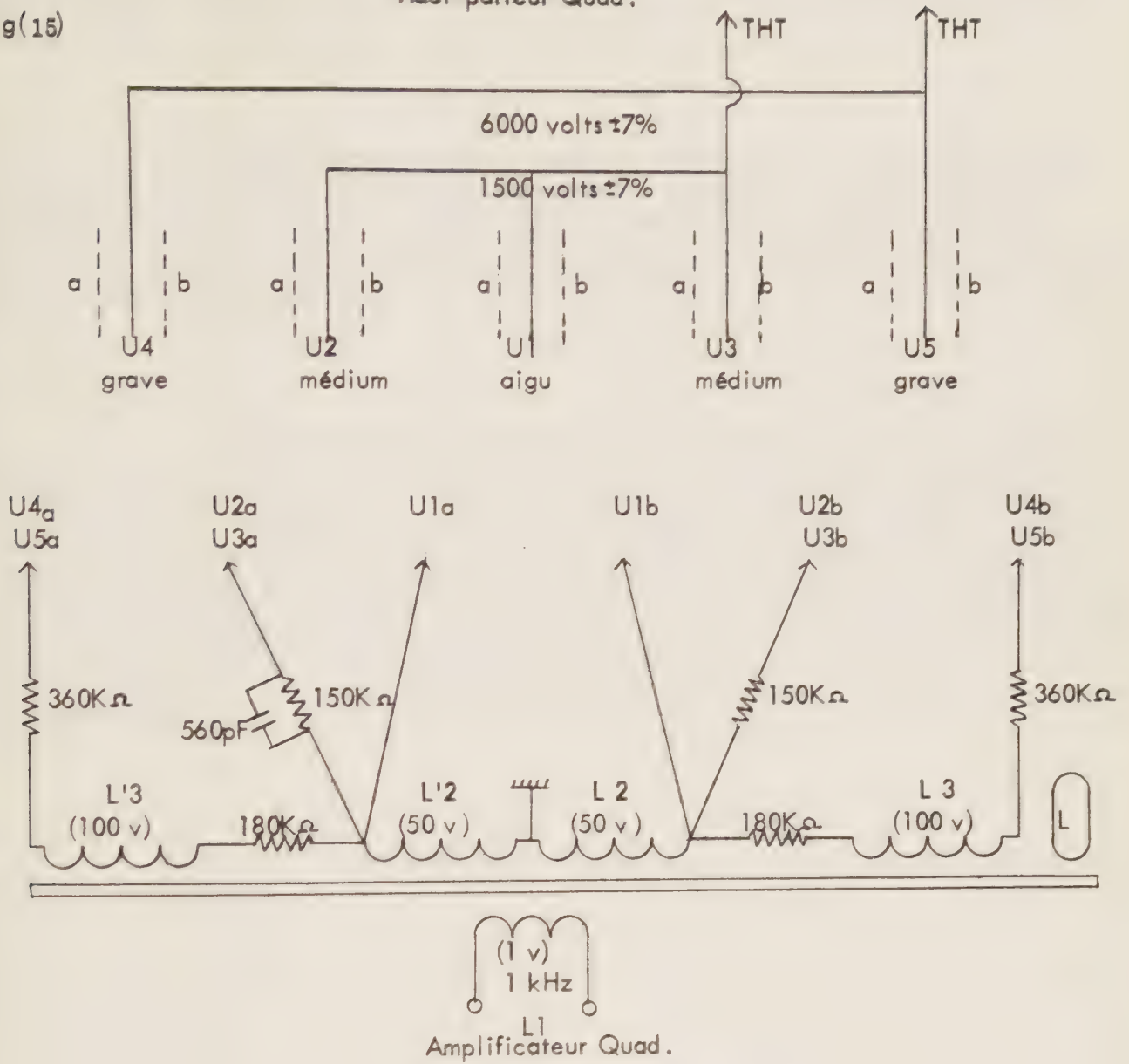
U1 : Registre aigu .

Fréquence de coupure de chaque unité .



Unités électrostatiques et transformateur de liaison.
Haut-parleur Quad.

Fig(15)



Le transformateur de liaison entre l'amplificateur de puissance et les unités électrostatiques joue à la fois le rôle d'élévateur de tension et de filtre séparateur de fréquences. Fig (15)

Un premier secondaire, bobiné directement sur le primaire, délivre environ 500 volts pour 5 volts appliqués au primaire. Cette tension est directement appliquée aux plaques de l'unité " aigu ". Cette même tension est également appliquée aux plaques des deux unités " médium ", mais à travers deux résistances de 150.000 Ohms. La capacité de 560pF en parallèle sur l'une des résistances a pour but de diminuer la pente de l'affaiblissement après 2000 Hz.

Deux autres enroulements secondaires se trouvent le plus loin possible du primaire sur le noyau magnétique du type " C Core " allongé, ceci afin d'avoir une self de fuite importante entre ces enroulements et le primaire. Pour diminuer l'effet de capacité propre de ces enroulements, ils sont en série avec le premier secondaire à travers deux résistances de 180.000 ohms. Aux bornes extrêmes de ces enroulements en série on trouve environ 1500 volts pour 5 volts appliqués au primaire (1000 Hz). Cette tension est appliquée aux plaques fixes des unités " grave " à travers deux résistances de 360.000 ohms. On évite ainsi de charger les enroulements L_2 et L'_2 par la capacité des enroulements L_3 et L'_3 des unités graves, ce qui affecterait la réponse aux fréquences élevées. Avec le jeu de résistances et la capacité propre des unités " grave ", la tension aux bornes des plaques fixes tombe à partir de 200 Hz.

La self L est formée de trois spires en court-circuit, et a pour but de réduire l'impédance en dessous de 50 Hz.

Polarisation des diaphragmes.

Le secondaire d'un transformateur, dont le primaire est relié au réseau, fournit environ 650 volts efficaces à l'entrée d'une série de doubleurs de tension.

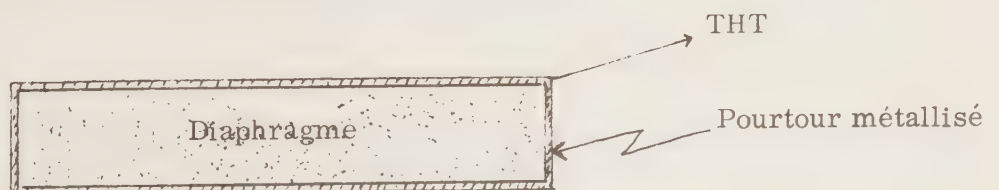
On obtient 1500 volts continus après la deuxième diode, et 6500 volts après la huitième diode. Le débit de courant est dû aux défauts d'isolement, et dépend assez du taux d'humidité de l'atmosphère. L'intensité ne dépasse pas 1 microampère.

La haute tension continue est appliquée directement sur le pourtour métallisé du diaphragme. La résistivité très élevée de la surface du diaphragme, de l'ordre de 10^{12} ohms/cm², bloque tout déplacement de charges électriques, au moins durant le temps d'un cycle de déplacement entre les électrodes fixes. A une certaine distance du pourtour, le potentiel d'un point du diaphragme peut varier librement, la charge portée par unité de surface restant constante.

La surface du diaphragme n'atteint sa pleine charge électrique que 30 secondes environ après la mise sous tension.

L'échec de certaines tentatives de construction de haut-parleurs électrostatiques à charge constante provenait du fait que l'on tentait de réaliser cet état à charge constante en plaçant une résistance élevée, (par exemple de l'ordre de 1000 mégohms) entre la source et un diaphragme à faible résistivité. Le potentiel du diaphragme devenait trop dépendant de l'isolement électrique des diaphragmes.

Un isolement de l'ordre de 10^{11} ohms est délicat à réaliser. Il est encore plus difficile de le maintenir pendant des années, surtout en climat humide.



Courbe de réponse du haut-parleur QUAD.

Les techniques opératoires généralement recommandées pour le tracé de la courbe de réponse des hauts-parleurs électrodynamiques à diaphragmes coniques semblent à priori mal adaptées aux types électrostatiques à diaphragmes multiples et de grande surface.

En plaçant le microphone de mesure à quelques décimètres du haut-parleur, dans l'axe, on risque de faire apparaître des irrégularités qui ne correspondent pas à une variation de la puissance acoustique rayonnée, mais plutôt à des interférences locales entre les champs rayonnés par les différents diaphragmes.

A ce jour il n'existe pas encore de méthode normalisée permettant d'obtenir des résultats reproductibles et comparables entre haut-parleurs électrostatiques à large bande. Le fait est que les constructeurs sont réticents à publier des courbes qui, il faut le reconnaître, ne correspondent pas à l'impression d'écoute. L'écoute du haut-parleur QUAD alimenté par un signal à fréquence glissante donne l'impression auditive d'une régularité de niveau remarquable.

Les essais préliminaires montraient qu'un changement de position du microphone de quelques centimètres, s'il ne changeait pas l'allure générale de la courbe, modifiait beaucoup, par contre, la position et l'amplitude des irrégularités

Les courbes des figures (16) et (17) ont été relevées avec le microphone placé à 1 m dans l'axe du diaphragme " aigu ", soit en plein air, soit dans le local de mesure. Sur la courbe (17) on trouve toutes les résonances du local, surtout entre 50 et 500 Hz.

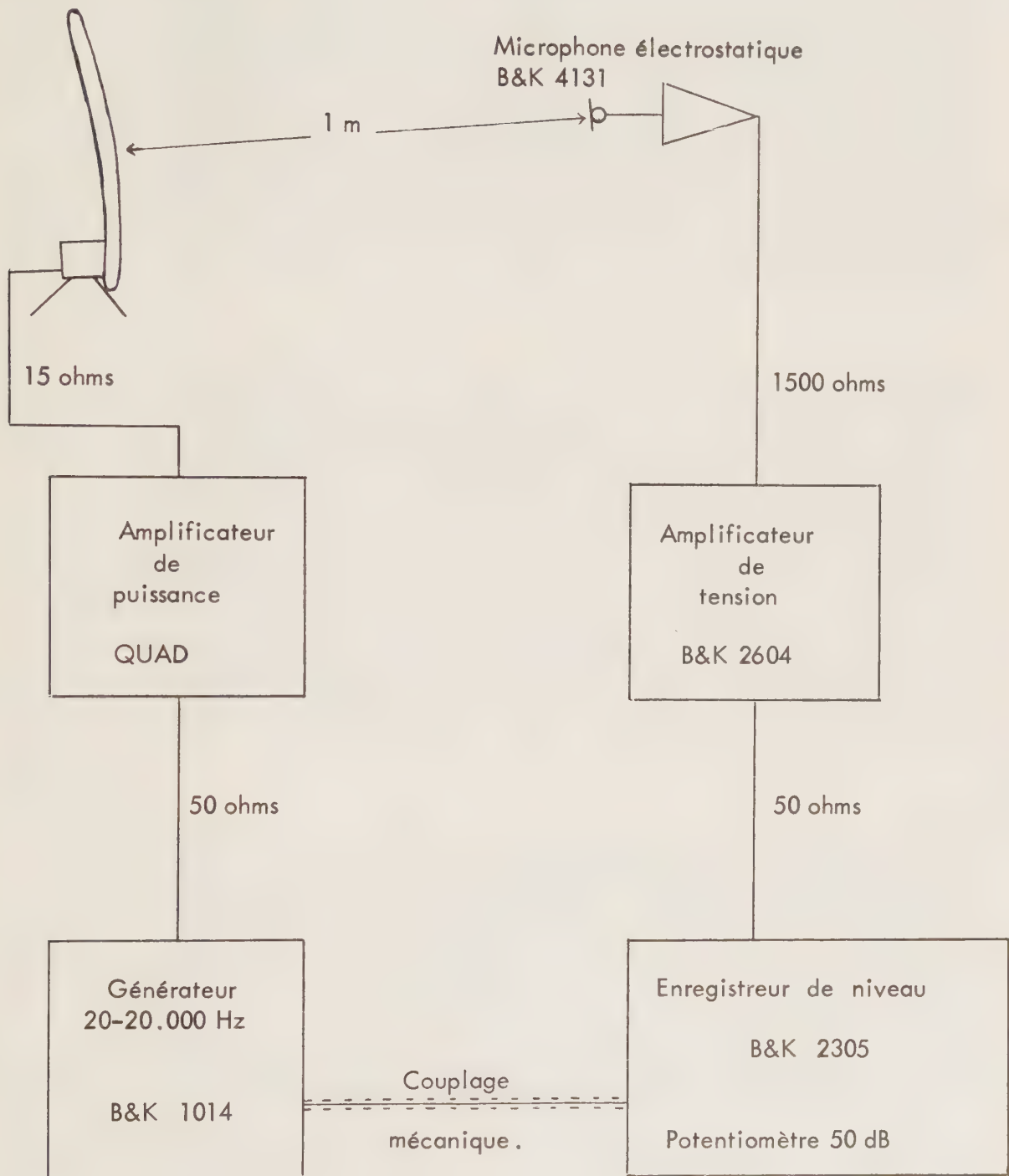
La courbe (18) est le niveau acoustique moyen de deux courbes relevées en plein air. Le microphone restant à 1 m du plan des diaphragmes il fut déplacé de 2 cm de part et d'autre de l'axe, par une translation horizontale.

Précisons qu'il s'agit de courbes de réponse de l'ensemble Amplificateur QUAD et Haut-parleur QUAD. La tension à l'entrée de l'amplificateur est constante de 20 à 20.000 Hz à $\pm 0,25$ décibel près.

La courbe de réponse de l'amplificateur est linéaire à $\pm 0,1$ dB près de 20 Hz à 20 kHz. Pour une puissance de sortie de 10 watts, la distorsion est inférieure à 0,2 % entre 40 et 10.000 Hz.

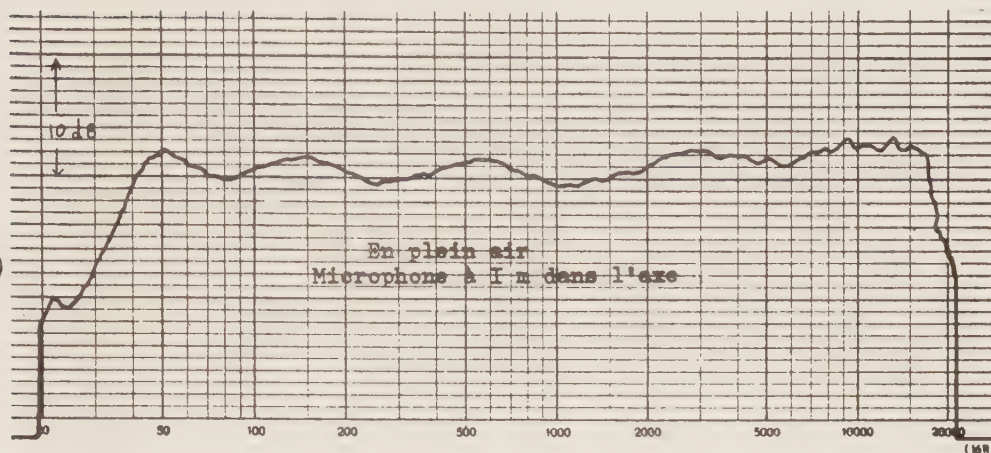
Chaîne de mesure de la courbe de réponse .

Haut-parleur Quad.

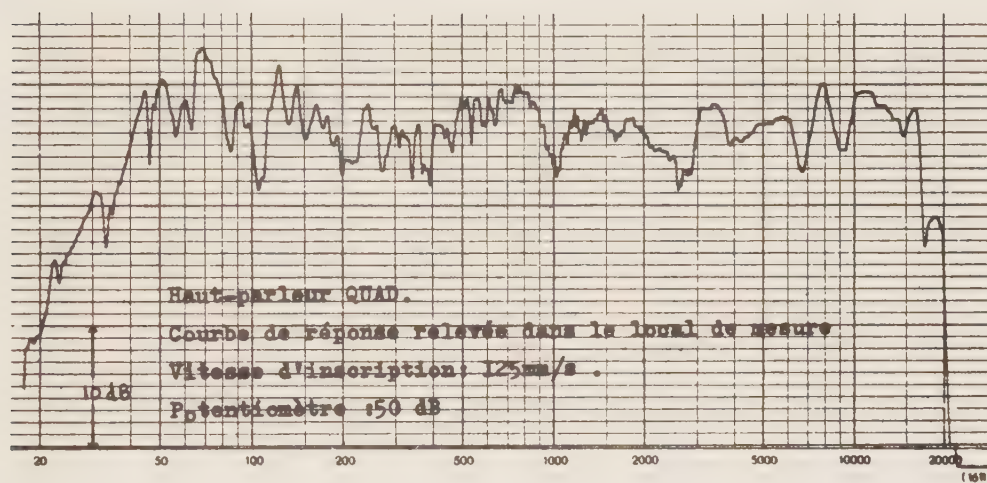


Courbes de réponse de l'ensemble haut-parleur + amplificateur QUAD.

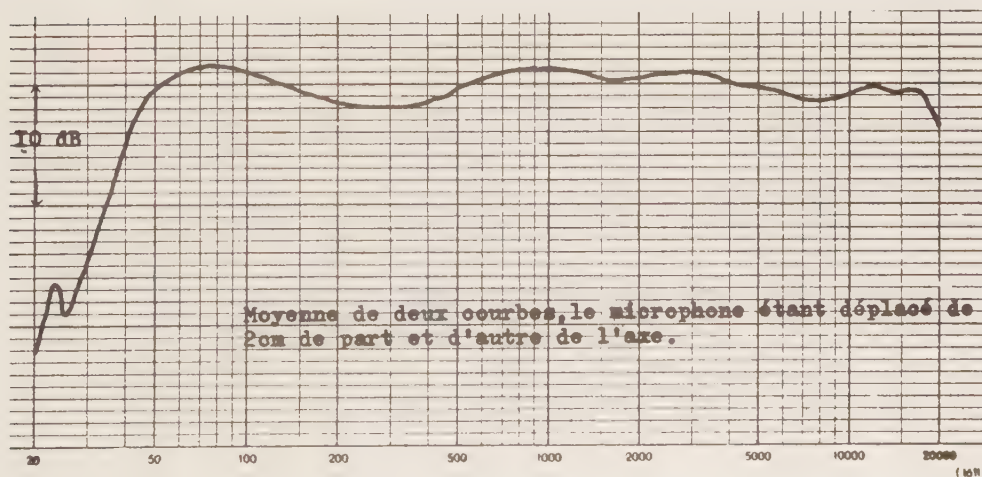
Fig(16)



Fig(17)



Fig(18)

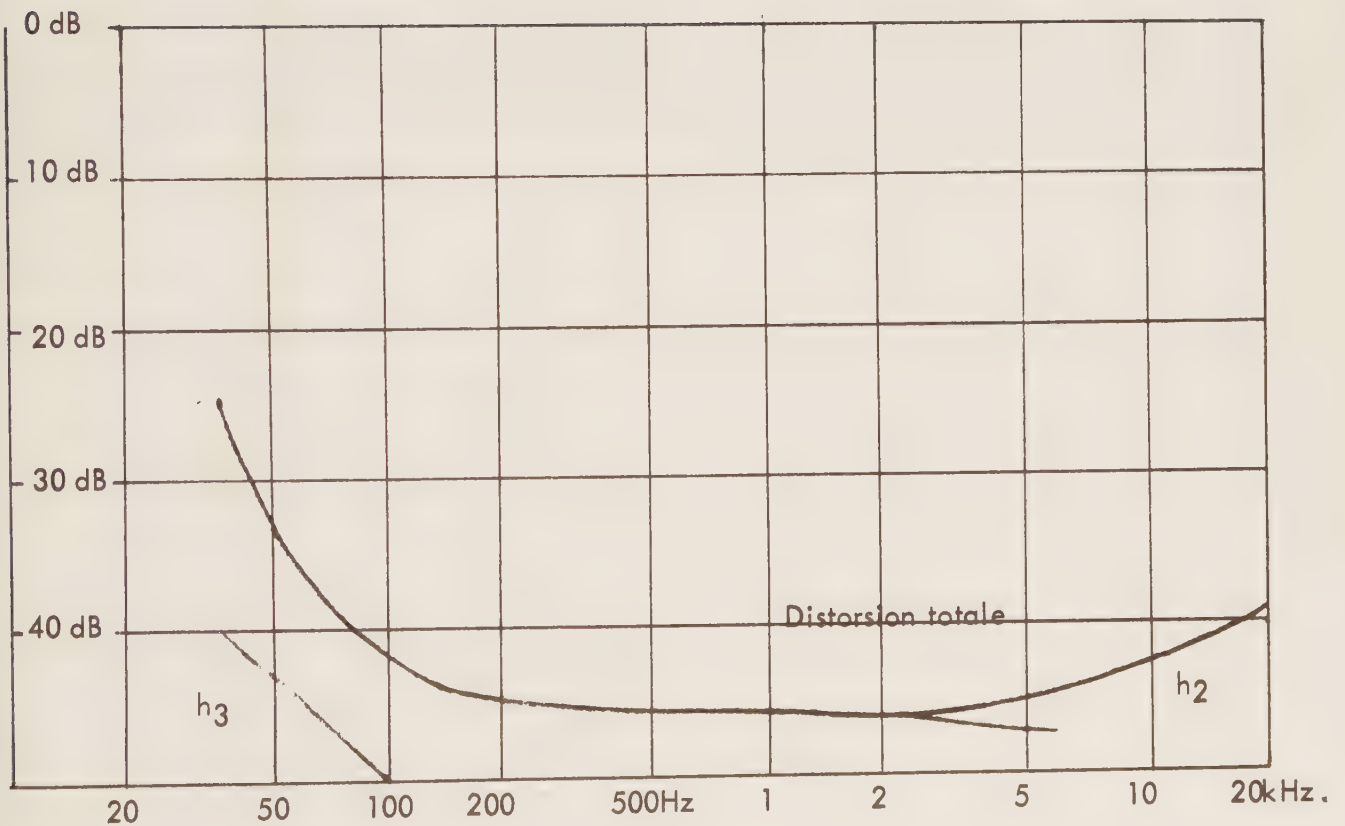


Distorsion harmonique.

Fig.(21)

Chaîne de mesure : Microphone B&K 4131 à 1 m dans l'axe du haut-parleur Quad .
Générateur B&K 1014 et amplificateur Quad .
Analyseur de fréquence B&K 2107 et filtre B&K 1607 .

Niveau du fondamental : 90 dB SPL. (réf: $2 \cdot 10^{-4}$ microbar.)



Impédance du haut-parleur QUAD.

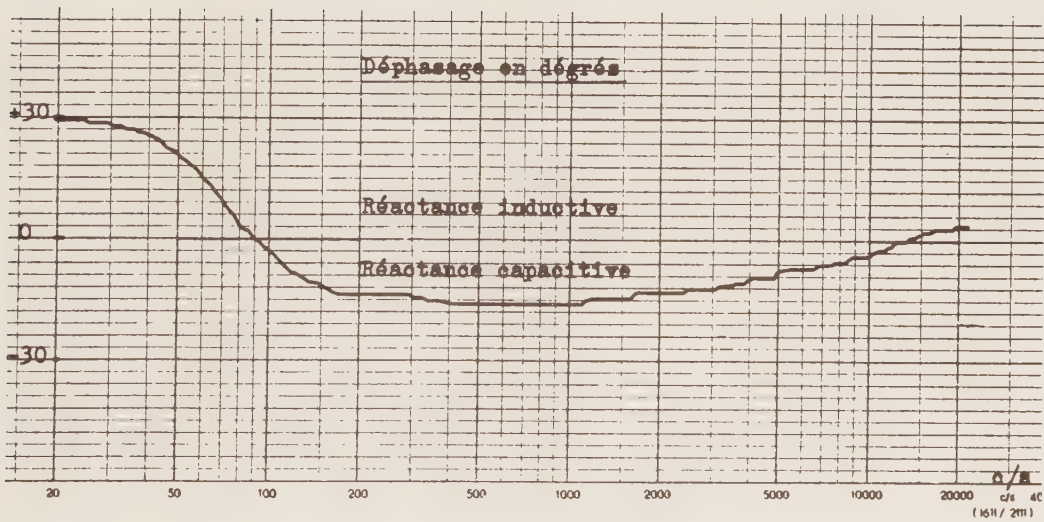
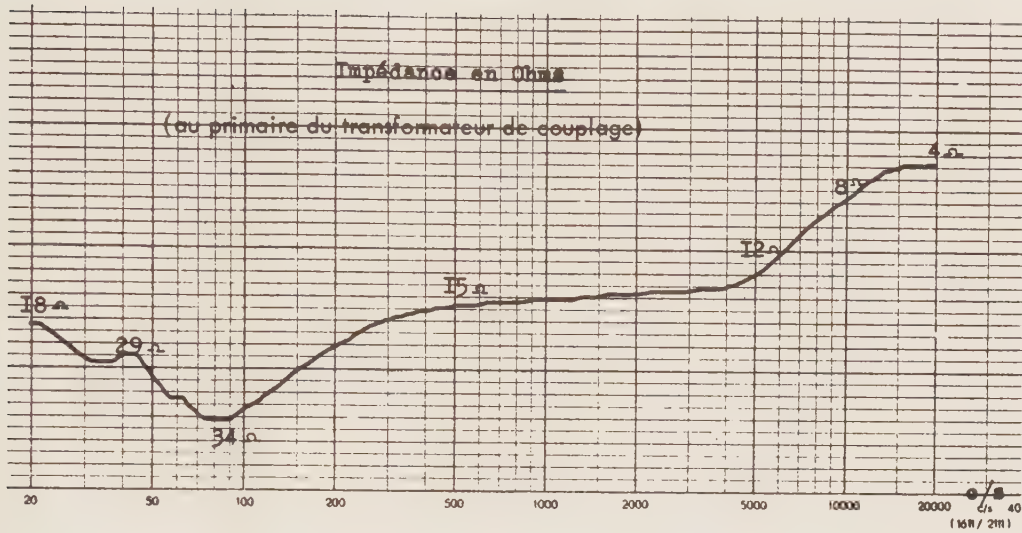
Il s'agit ici de l'impédance mesurée au primaire du transformateur de liaison entre l'amplificateur de puissance et les unités électrostatiques.

Une tension constante étant appliquée au primaire de ce transformateur l'enregistreur de niveau B & K 2305 traçait la courbe, en ordonnées logarithmiques, représentant la tension aux bornes d'une résistance de 0,1 ohms en série avec le primaire, c'est à dire une valeur directement proportionnelle au courant traversant le circuit. Fig. (20)

Le déphasage entre courant et tension a été mesuré soit d'après la figure de Lissajous de ces deux grandeurs, soit par lecture directe du déphasage des deux sinusoides obtenues sur l'écran d'un oscilloscope (Tektronix 651 A, Tiroir à deux voies 3A72)

Fig(20)

Courbes d'impédance du haut-parleur Quad.



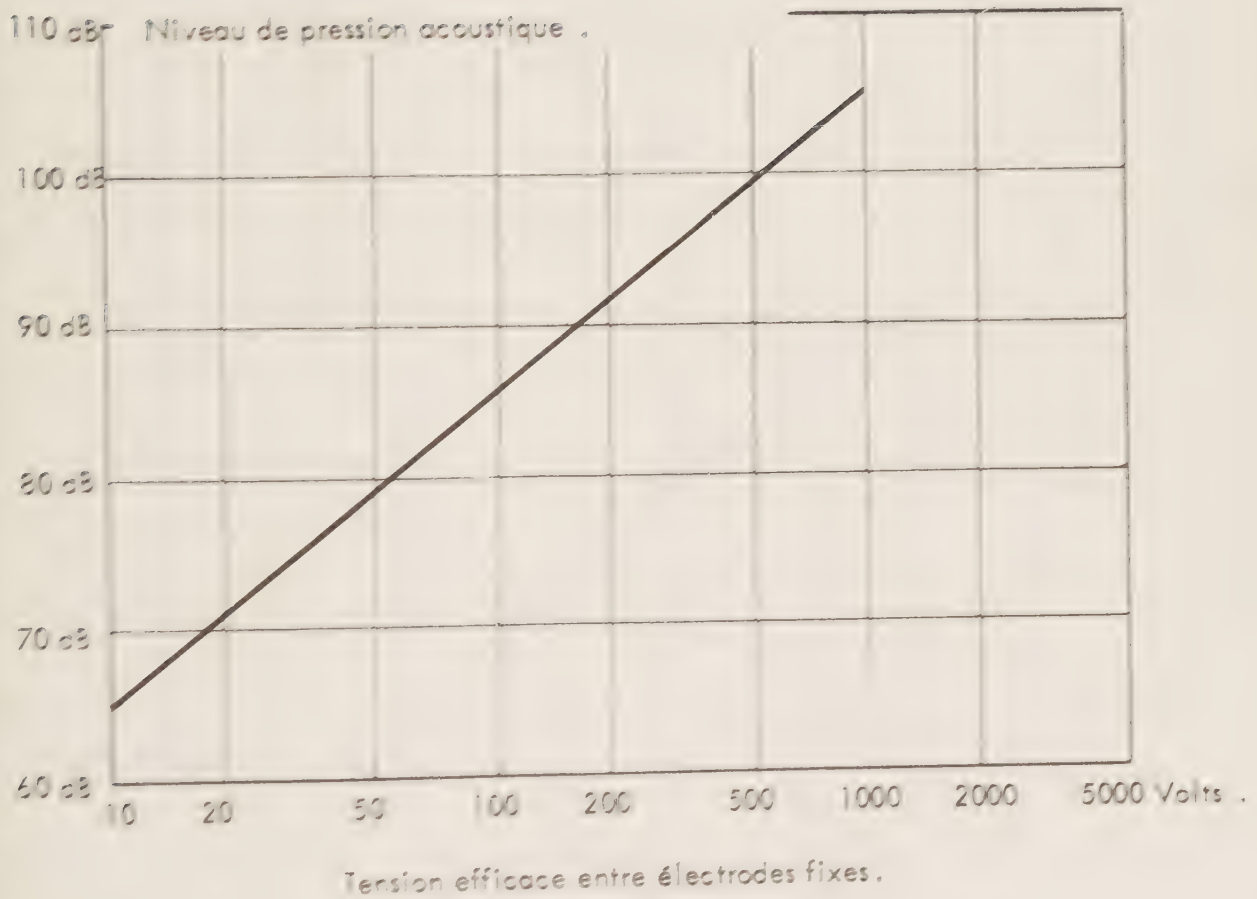
Niveau acoustique en fonction de la tension de modulation.

Microphone à 20 cm du diaphragme d'une unité "grave".

Tension de polarisation du diaphragme : 7000 Volts.

Fréquence : 200 Hz.

Fig (22)



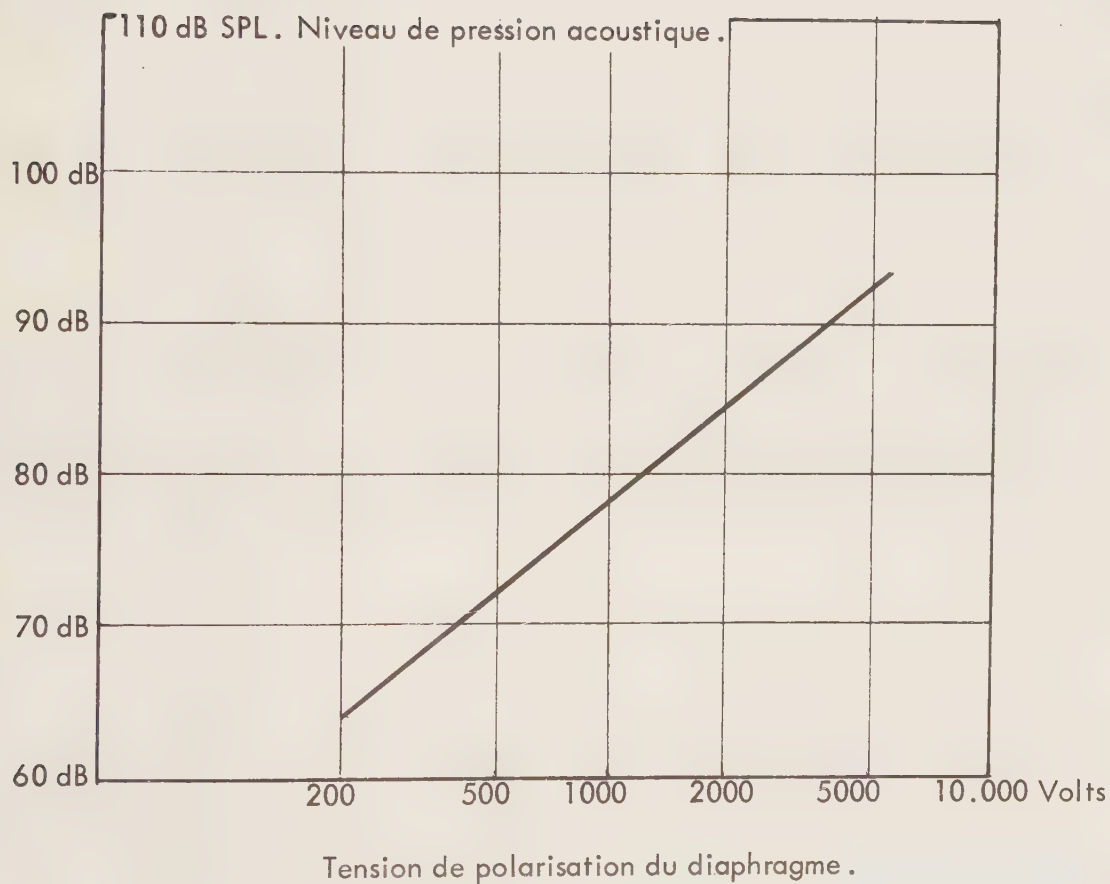
Niveau acoustique en fonction de la tension de polarisation .

Microphone à 20 cm du diaphragme d'une unité "grave" .

Tension de modulation : 400 Volts efficaces .

Fréquence : 200 Hz .

Fig (23)



La force agissant sur le diaphragme est bien, comme prévu, proportionnelle à la tension de polarisation .

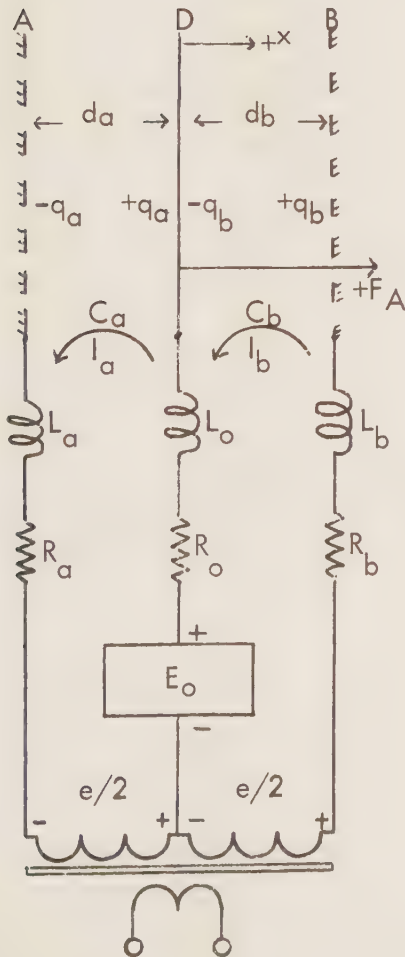
1°. EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

Les équations de fonctionnement seront établies à partir du schéma de la figure (1A). Pour la généralité du cas, on a inclus les composants L_a L_b L_o R_a R_b R_o , qui constituent les impédances électriques du réseau.

Les tensions de modulation $e/2$ sont fournies par les demi-secondaires d'un transformateur dont le primaire est alimenté par un amplificateur de puissance.

Le transducteur proprement dit est constitué de deux électrodes fixes, par exemple deux grilles métalliques, entre lesquelles se déplace le diaphragme qui est formé d'une mince membrane tendue et métallisée. On suppose que le diaphragme rayonne en champ libre sur ses deux faces.

Fig(1A)



E_o = Tension continue de polarisation du diaphragme.

C_a = Capacité entre diaphragme et l'électrode fixe A.

C_b = Capacité entre diaphragme et l'électrode fixe B.

$$C_a = \epsilon_0 S / (d_a + x) \quad C_b = \epsilon_0 S / (d_b - x)$$

dans le système MKSA.

x = Déplacement du diaphragme.

d_a et d_b sont les distances du diaphragme aux électrodes fixes en l'absence de toute tension.

q_a et q_b sont les charges électriques réparties sur le diaphragme et les électrodes fixes.

F_e représentera la force d'origine électrostatique exercée sur le diaphragme.

F_a est la force de réaction (acoustique et mécanique) produite par le mouvement du diaphragme.

$$w = 2\pi f = \text{Pulsation}$$

Les conventions de signes sont indiquées sur la figure.

Pour décrire le système électromécanique représenté par le schéma, nous écrirons les équations de Lagrange pour les trois réseaux, à savoir, une équation pour le réseau mécanique, et deux équations pour les deux réseaux électriques qui seront indexés a ou b.

L'équation différentielle du mouvement du diaphragme exprime que la somme des forces appliquées, à savoir la réaction acoustique de l'air sur le diaphragme et la force électrostatique motrice, est égale à la somme des forces de réactions mécaniques provoquées par le mouvement du diaphragme.

De même les équations différentielles pour les réseaux électriques expriment que la somme des tensions de polarisation et de modulation, est égale à la somme des chutes de tensions à travers les différentes impédances électriques des réseaux.

z_m représente l'impédance mécanique du diaphragme

l_m sa masse, c_m sa compliance, r_m sa résistance mécanique.

F_A est la force acoustique due au transfert d'énergie se produisant entre le diaphragme et l'air.

Soit l'équation pour le réseau mécanique :

$$z_m v - F_e = F_A = l_m x'' + r_m x' + \frac{x}{c_m} - \frac{q_b^2}{2 \epsilon_0 S} - \frac{q_a^2}{2 \epsilon_0 S} \quad (1.0)$$

Et les deux équations des réseaux électriques :

$$+E_o + \frac{e}{2} = (L_a + L_o) q_a'' - L_o q_b'' + (R_a + R_o) q_a' - R_o q_b' + \frac{q_a}{C_a} \quad (1.1a)$$

$$-E_o + \frac{e}{2} = (L_b + L_o) q_b'' - L_o q_a'' + (R_b + R_o) q_b' - R_o q_a' + \frac{q_b}{C_b} \quad (1.1b)$$

Ce sont des équations différentielles non linéaires, et pour en rechercher les solutions nous écrivons chaque variable sous forme d'une série de Fourier développée en termes complexes :

$|x_n|$ étant l'amplitude maximum de la variable de rang harmonique n

$$x = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{k_n} x_n e^{jn\omega t}$$

$$k_n = 1, \text{ si } n = 0, \text{ et } = 2 \text{ si } n \neq 0$$

$$x_{-n} = \bar{x}_n \quad (\text{nombre complexe conjugué})$$

Posons donc les variables sous cette forme :

$$q = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{kn} \cdot q_n \cdot e^{jnwt}$$

$$F_A = \sum \frac{1}{kn} \cdot F_n \cdot e^{jnwt} - F_0 \quad (1.2)$$

$$e = \frac{E_1}{2} \cdot e^{j\omega t} + \frac{E_1}{2} \cdot e^{-j\omega t} = E_1 \cdot \cos \omega t$$

La tension E_1 aux bornes du secondaire du transformateur de liaison donnera la référence de phase. Cette tension est supposée ne contenir aucun harmonique de la fréquence fondamentale.

$$x' = \sum \frac{1}{kn} \cdot jn\omega x_n \cdot e^{jnwt}$$

$$q' = \sum \frac{1}{kn} \cdot jn\omega q_n \cdot e^{jnwt}$$

$$q^2 = \sum_n \sum_m \frac{1}{kn \cdot km} \cdot e^{j(n+m)\omega t} \quad (1.3)$$

$$xq = \sum_n \sum_m \frac{1}{kn \cdot km} \cdot x_n \cdot q_m \cdot e^{j(n+m)\omega t}$$

$$x'' = \sum \frac{1}{kn} \cdot (-n^2 \omega^2) x_n \cdot e^{jnwt}$$

$$q'' = \sum \frac{1}{kn} \cdot (-n^2 \omega^2) q_n \cdot e^{jnwt}$$

Si l'on se contentait de décrire le fonctionnement à la fréquence fondamentale, l'écriture serait évidemment simplifiée.

En introduisant dans les équations de base (1.0) (1.1a) (1.1b) les variables mises sous les formes (1.2) et (1.3) ces équations se présenteront comme des sommes infinies de termes dont la forme générale serait :

$$H_N e^{jN\omega t}$$

Pour que les trois équations de base soient satisfaites à tout instant t , chacune des équations composées de coefficients H_N de même ordre N doit être individuellement satisfaite. Pour une seule des variables d'ordre N il faudrait donc résoudre un système infini d'équations simultanées.

F. V. Hunt dont nous suivons ici la méthode d'analyse, fait remarquer que, comme en pratique ces séries convergent assez rapidement, on aura une approximation très suffisante pour des besoins expérimentaux en négligeant dans chaque série relative à un fonctionnement d'ordre N , tous les termes d'ordre $N+2$ et d'ordre supérieur à $N+2$.

Par exemple pour les séries d'ordre $N=0$ (équilibre statique) les produits $q_1 \cdot \bar{q}_1$ et $q_2 \cdot \bar{q}_2$ qui ont des sommes d'indices égales à 2 et 4 respectivement, seront négligés.

A titre d'exemple, donnons le développement ainsi limité pour $q_{a,b}^2$

$$\begin{aligned}
 q_{a,b}^2 = & q_0^2 + e^{j\omega t} \frac{1}{2} \left[2q_1 q_0 + \underbrace{q_2 \bar{q}_1 + q_1 \bar{q}_2 + \dots}_{\text{termes négligés pour } N = 0} \right. \\
 & + e^{j2\omega t} \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} q_1^2 + 2q_2 q_0 + \underbrace{q_3 \bar{q}_1 + \dots}_{\text{termes négligés pour } N = 0} \right. \\
 & + e^{j3\omega t} \frac{1}{2} \left[2q_3 q_0 + q_2 q_1 + \underbrace{q_4 \bar{q}_1 + \dots}_{\text{termes négligés pour } N = 0} \right.
 \end{aligned} \quad (1.4)$$

En remplaçant dans les équations de base (1.0) (1.1a) et (1.1b) les variables mises sous les formes (1.2) et (1.3) et en appliquant l'approximation dont un exemple est donné en (1.4) on obtiendra une série de groupes de trois équations.

Pour chaque mode de fonctionnement, à savoir :

- N=0 Cas d'équilibre statique
- N=1 fonctionnement à la fréquence du fondamental
- N=2 fonctionnement à la fréquence de l'harmonique 2
- N=3 fonctionnement à la fréquence de l'harmonique 3,

on aura une équation pour le réseau mécanique, une équation pour le réseau électrique indexé a, et une autre équation pour le réseau électrique indexé b.

Le résultat de cette fort longue substitution est donné par F.V. Hunt. Les groupes de termes sont rassemblés sous les symboles suivants dont la signification physique apparaîtra plus clairement quand nous aborderons le tracé du schéma de l'analogie électromécanique de ce type de transducteur.

$$Z_{ean} = (j\omega L_a + R_a + 1/j\omega C_{ao}) \quad C_{ao} = \epsilon S / (d_a + x_o)$$

$$Z_{ebn} = (j\omega L_b + R_b + 1/j\omega C_{bo}) \quad C_{bo} = \epsilon S / (d_b - x_o)$$

$$Z_{mn} = (j\omega l_m + r_m + 1/j\omega c_m) \quad I_{an} = j\omega q_{an}$$

$$T_{an} = q_{ao} / j\omega \epsilon S = E_o / j\omega (d_a + x_o) \quad I_{bn} = j\omega q_{bn}$$

$$T_{bn} = q_{bo} / j\omega \epsilon S = -E_o / j\omega (d_b - x_o) \quad v_n = j\omega x_n$$

$$F_{an} = -z_{Ln} v_n$$

z_{Ln} représente l'impédance mécanique de radiation acoustique, à la fréquence du n ième harmonique.

Les équations électromécaniques qui décrivent le fonctionnement du transducteur électrostatique symétrique se présentent ainsi :

Pour N=0 on aura le comportement en l'absence de modulation

Pour N=1 on a le fonctionnement à la fréquence du fondamental

Pour N=2 le fonctionnement à la fréquence de l'harmonique 2

Pour N=3 le fonctionnement à la fréquence de l'harmonique 3

Avec les approximations précédemment posées, l'analyse s'arrête au 3^{ième} harmonique.

N=0

$$\begin{aligned} 0 &= x_0 / c_m + (q_{a0}^2 - q_{b0}^2) / 2 \epsilon_0 S \\ +E_0 &= q_{a0} (d_a + x_0) / \epsilon_0 S = q_{a0} / C_{a0} \\ -E_0 &= q_{b0} (d_b - x_0) / \epsilon_0 S = q_{b0} / C_{b0} \end{aligned} \quad (1.7)$$

N=1

$$\begin{aligned} 0 &= (z_{m1} + z_{L1}) v_1 + T_{a1} I_{a1} - T_{b1} I_{b1} \\ E_{a1}/2 &= T_{a1} v_1 + (Z_{ea1} + Z_{o1}) I_{a1} - Z_{o1} I_{b1} \\ E_{b1}/2 &= -T_{b1} v_1 - Z_{o1} I_{a1} + (Z_{eb1} + Z_{o1}) I_{b1} \end{aligned} \quad (1.8)$$

N=2

$$\begin{aligned} (q_{b1}^2 - q_{a1}^2) / 4 \epsilon_0 S &= (z_{m2} + z_{L2}) v_2 + T_{a2} I_{a2} - T_{b2} I_{b2} \\ -x_1 q_{a1} / 2 \epsilon_0 S &= +T_{a2} v_2 + (Z_{ea2} + Z_{o2}) I_{a2} - Z_{o2} I_{b2} \\ +x_1 q_{b1} / 2 \epsilon_0 S &= -T_{b2} v_2 - Z_{o2} I_{a2} + (Z_{eb2} + Z_{o2}) I_{b2} \end{aligned} \quad (1.9)$$

N=3

$$\begin{aligned} (q_{b2} q_{b1} - q_{a2} q_{a1}) / 2 \epsilon_0 S &= (z_{m3} + z_{L3}) v_3 + T_{a3} I_{a3} - T_{b3} I_{b3} \\ -(x_1 q_{a2} + x_2 q_{a1}) / 2 \epsilon_0 S &= +T_{a3} v_3 + (Z_{ea3} + Z_{o3}) I_{a3} - Z_{o3} I_{b3} \\ (x_1 q_{b1} + x_2 q_{b2}) / 2 \epsilon_0 S &= -T_{b3} v_3 - Z_{o3} I_{a3} + (Z_{eb3} + Z_{o3}) I_{b3} \end{aligned} \quad (1.10)$$

2°) CONDITIONS D'EQUILIBRE STATIQUE (N=0) .

Les équations (1.7) nous renseignent sur ces conditions :

$$0 = \frac{x_o}{c_m} + \frac{q_{ao}^2 - q_{bo}^2}{2 \epsilon_o S}$$

$$+E_o = \frac{q_{ao}}{\epsilon_o S} (d_a + x_o) = \frac{q_{ao}}{C_{ao}}$$

$$-E_o = \frac{q_{bo}}{\epsilon_o S} (d_b - x_o) = \frac{q_{bo}}{C_{bo}}$$

La première équation signifie que la force mécanique de rappel du diaphragme F_{mo} , doit être égale, au signe près, à la force électrique F_{eo} due aux charges électriques.

En l'absence de tension de modulation, les charges q_{ao} et q_{bo} s'ajustent à la valeur qui porte les capacités C_{ao} et C_{bo} au potentiel E_o de la source de polarisation. (Il est à remarquer que les constantes de temps $R_o C_a$ et $R_o C_b$ n'interviennent pas.) C'est ce que signifient les deux dernières équations.

La condition d'équilibre peut s'écrire, en éliminant les variables q de la première équation :

$$- \frac{x_o}{c_m} = \frac{E_o^2 \epsilon_o S}{2} \cdot \left[\frac{1}{(d_a + x_o)^2} - \frac{1}{(d_b - x_o)^2} \right] \quad (1.11)$$

C'est à dire : $F_{mo} = - F_{eo}$

Supposons que le système soit **symétrique**, c'est à dire que $d = d_a = d_b$, et examinons dans ce cas, le comportement de la force électrique F_{eo} :

L'équation (1.11) peut s'écrire en posant $D = x_o / d$:

$$F_{eo} = E_o^2 \epsilon_o S \frac{2 x_o d}{(d^2 - x_o^2)^2} = \frac{2 E_o^2 \epsilon_o S}{d^2} \cdot \left[\frac{D}{(1 - D^2)^2} \right]$$

$$F_{eo} = \frac{E_o^2 \epsilon_o S}{d^2} (D + 2D^3 + 3D^5 + \dots) \quad (1.12)$$

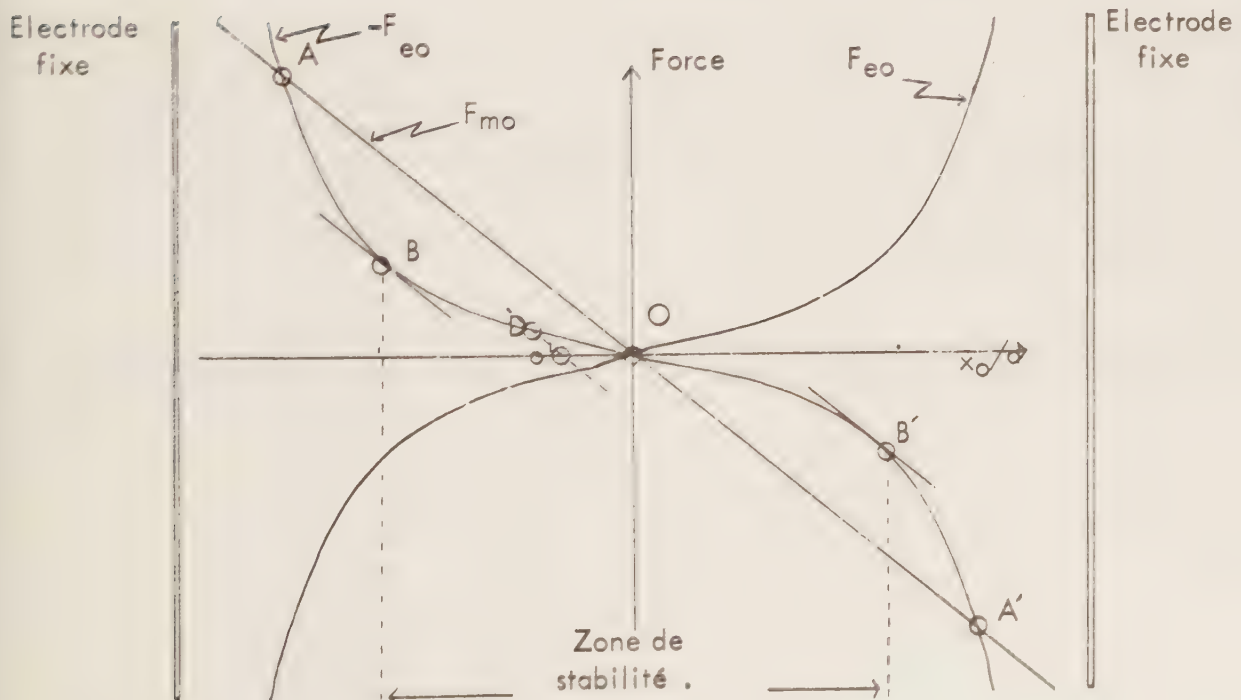
Il est évident qu'il y a équilibre si $x_o = D = 0$. Il n'y a donc aucun mouvement du diaphragme quand la tension de polarisation est appliquée. Mais si l'on impose au diaphragme un petit déplacement D , on voit que la force F_{eo} est linéaire et qu'elle agit dans le sens du déplacement du diaphragme. Elle se comporte comme une raideur négative (dont la grandeur est donnée par la dérivée de F_{eo} par rapport à x_o) qui diminue la raideur propre du diaphragme. Si nous posons cette raideur comme étant l'inverse d'une compliance c_e , on a

$$1/c_e = - \frac{dF_{eo}}{dD} \cdot \frac{dD}{dx_o} = - \frac{2E_o^2 \epsilon_o S}{d^3} (1 + 6D^2 + 15D^4 + \dots) \quad (1.13)$$

Pour faire apparaître les conditions d'équilibre statique demandées par l'équation (1.11) nous utiliserons une méthode graphique, Fig (2A)

La force élastique de rappel du diaphragme est représentée par la droite $F_{mo} = -x_o/c_m$ et la force électrique F_{eo} par deux cubiques symétriques. Les trois solutions sont indiquées par les points A, O, et A'.

Fig (2A)



Il faut remarquer toutefois que les points A et A' intersections de la droite représentant la force de rappel du diaphragme, et des cubiques qui représentent la force électrique F_{eo} , sont physiquement inaccessibles.

En ces points, la pente de la courbe $-F_{eo}$, qui représente une raideur négative (d'origine électrique) est supérieure à la pente de la droite F_{mo} qui représente la raideur mécanique du diaphragme.

Au delà des points B et B', où les deux pentes sont égales, la force électrique prédomine, d'où instabilité, ce qui se traduit pratiquement par un 'collage' du diaphragme à l'une des électrodes fixes. Ces points B et B' peuvent être situés analytiquement en exprimant que la raideur mécanique doit être supérieure à la raideur électrique négative, et en résolvant pour l'égalité :

$$1/c_m \gg (-1/C_e) = \frac{2 E_o^2 \epsilon_o S}{d^3} (1 + 6D^2 + 15D^4 + \dots), \quad (1.14)$$

(En comparant avec les résultats trouvés pour le transducteur électrostatique simple, V.F.Hunt trouve que le potentiel critique pour encourir l'instabilité, est environ 1,3 fois plus élevé dans le cas du transducteur symétrique .)

Nous avons sacrifié à la généralité du cas en posant $d_a = d_b$.

Si maintenant nous introduisons une légère dissymétrie par exemple en déplaçant vers la gauche le cadre supportant le diaphragme de manière à avoir $d_a < d_b$, ceci se traduit sur le graphique par le déplacement de 0 en 0' et une translation de la droite F_{mo} vers la gauche. L'équilibre demandé par l'équation (1.11) se produit alors en D. On remarque que ce point s'éloigne davantage de 0, que 0' de 0. La manière dont la dissymétrie est ainsi exagérée dépend évidemment des pentes respectives de F_{mo} et de F_{eo} lesquelles sont déterminées par les conditions pratiques de la construction du transducteur.

Les limites de la zone de stabilité sont toujours symétriques par rapport au point milieu entre les électrodes fixes, mais l'effet de la dissymétrie est de réduire la largeur de la zone de stabilité.

Ce qui précède demande à être souligné à nouveau, au moins sur un point :

Quand le diaphragme est déplacé par une force externe, les forces électriques F_{eo} n'entrent en jeu que pour autant qu'il soit possible aux charges électriques q_a et q_b de varier. Ces charges viennent sur le diaphragme ou le quittent de manière à conserver aux capacités C_a et C_b les charges compatibles avec le potentiel E_o . ($Q = CV$).

Mais si la constante de temps $R_o C_a$ est assez grande, et si une force externe déplace le diaphragme jusqu'à une position au delà de la zone de stabilité, la capacité C_a augmentant, il s'en suit une chute de la tension aux bornes de C_a et les conditions d'instabilité ne sont pas atteintes tant que le potentiel de C_a n'a pas retrouvé la valeur E_o . Après un certain temps, déterminé par $R_o C_a$, le diaphragme est de nouveau au potentiel E_o et l'on se trouve dans les conditions d'instabilité correspondantes à E_o et au déplacement x .

Si donc le produit $R_o C_a$ est suffisamment grand, le diaphragme peut subir des excursions dans la zone d'instabilité, pourvu que la durée de son transit dans cette zone soit courte par rapport au temps nécessaire au diaphragme pour atteindre la tension E_o qui le place dans les conditions d'instabilité.

En résumé :

1° Le critère de stabilité demandé par l'équation

$$1/c_m \geq \frac{2 E_o^2 \cdot \epsilon \cdot S}{d^3} (1 + 6D^2 + 15D^4 + \dots)$$

doit être respecté pour assurer la stabilité en régime statique.

2° Mais, si, en régime dynamique, le diaphragme subit des excursions en dehors de la zone de stabilité statique, les conditions d'instabilité ne sont pas remplies si la demi-période du déplacement est courte devant la constante de temps du circuit de polarisation. C'est à dire pour les fréquences qui satisfont à l'inégalité suivante donnée par F.V. Hunt :

$$f \gg \frac{1}{2R_o \cdot C_{a,b}} \quad (1.15)$$

3^o. FONCTIONNEMENT A LA FREQUENCE DU FONDAMENTAL N=1

Rappelons ici les trois équations qui décrivent ce régime :

$$0 = (z_{m1} + z_{L1}) v_1 + T_{a1} \cdot I_{a1} - T_{b1} \cdot I_{b1}$$

$$\frac{E_{1a}}{2} = T_{a1} v_1 + (Z_{ea1} + Z_{o1}) I_{a1} - Z_{o1} I_{b1} \quad (1.8)$$

$$\frac{E_{1b}}{2} = T_{b1} v_1 - Z_{o1} I_{a1} + (Z_{eb1} + Z_{o1}) I_{b1}$$

Z_{ea1} est l'impédance électrique du réseau électrique a

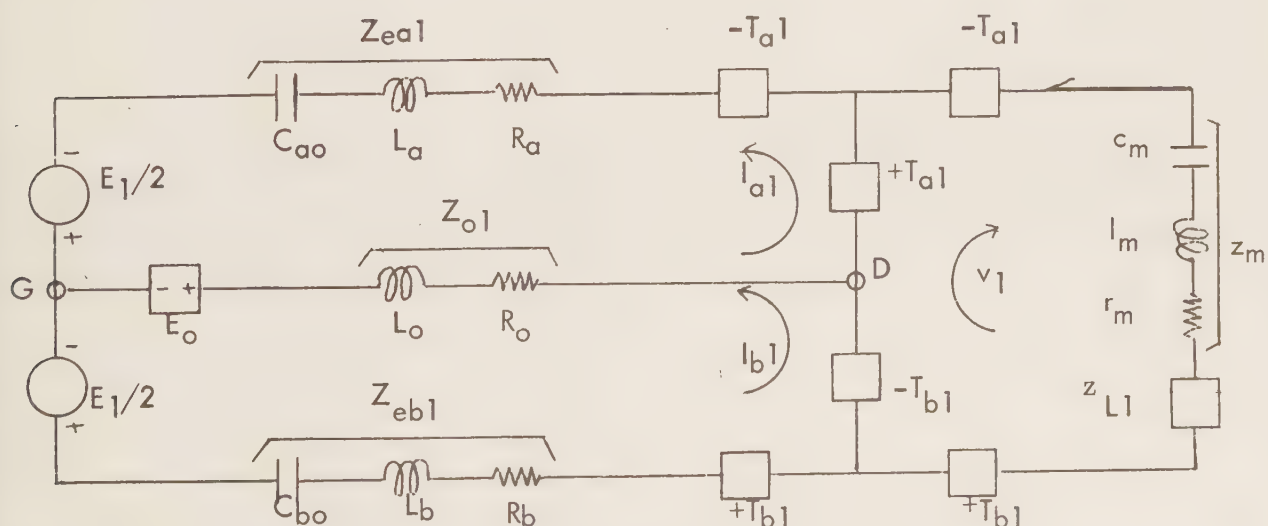
Z_{eb1} est l'impédance électrique du réseau électrique b

Z_{o1} est l'impédance électrique du circuit de polarisation

v_1 est la vitesse mécanique du diaphragme, à la fréquence fondamentale

T_{a1} et T_{b1} sont les coefficients de transduction, définis par les relations (1.5).

Le circuit analogique de la figure suivante satisfait les trois équations de fonctionnement :



N.B. (Les coefficients de transduction étant dans ce cas symétriques et réversibles, cad que T_{a1} traversé par la vitesse v_1 produit une tension e , mais que traversé par un courant I_1 il produit aussi une tension e . D'où la nécessité d'ajouter au schéma équivalent $-T_{a1}$ et $-T_{b1}$ pour satisfaire aux équations (1.8).)

On peut déjà remarquer que dans le réseau mécanique, par l'intermédiaire des coefficients de transduction T_{a1} et T_{b1} deux forces prennent naissance, mais ne communiquent qu'une seule vitesse v_1 aux composantes de masse des impédances mécaniques z_m et z_{L1} .

S'il y a une symétrie telle que $C_{ao} = C_{bo}$ et que $Z_{ea1} = Z_{eb1}$, on peut, sur ce schéma électromécanique, procéder aux transformations suivantes :

La branche centrale qui contient la source de polarisation et l'impédance Z_o est analogue à la diagonale d'un pont équilibré. Donc aucune variation de courant ne peut s'y produire et, à la fréquence du fondamental, les points D et G sont au même potentiel alternatif. Les courants de modulation I_{a1} et I_{b1} sont aussi égaux et il n'y a aucune variation de la charge portée par le diaphragme.

S'il y a donc parfaite symétrie, l'impédance Z_o peut être rendue infinie, sans qu'il y ait modification du fonctionnement, et dans ce cas le diaphragme est dit "à charge constante".

A remarquer également que les deux capacités "motrices" C_{ao} et C_{bo} se présentent en série pour les bornes extrêmes du transformateur, mais qu'elles agissent en parallèle sur le diaphragme.

Dans le cas où la constante de temps du circuit de polarisation n'est pas infinie, le diaphragme, peut en régime dynamique sortir de la zone de stabilité statique, sans que l'on risque l'instabilité, pourvu qu'il soit revenu dans la zone stable avant que son potentiel n'ait atteint la valeur critique E_o qui le rendrait instable. On a vu que, pour avoir un fonctionnement stable, la fréquence doit être telle que :

$$f \gg 1/2R_o \cdot C_{a,b}$$

Aux fréquences plus basses, il y aura risque d'instabilité, ce qui se traduit pratiquement par l'entrée en contact du diaphragme avec l'une des électrodes fixes, situation qui ne cesse que par la suppression de E_o . Cela produit, par ailleurs, la détérioration du diaphragme soit par étincelage, soit par modification permanente de sa raideur mécanique.

4^o DISTORSION HARMONIQUE (N^o 2)

Les équations relatives à ce mode de fonctionnement étant :

$$\begin{aligned} \frac{q_{b1}^2 - q_{a1}^2}{4 \epsilon_s S} &= (z_{m2} + z_{L2}) v_2 - T_{a2} I_{a2} - T_{b2} I_{b2} \\ \frac{-x_1 q_{a1}}{2 \epsilon_s S} &= + T_{b2} v_2 + (Z_{ea2} + Z_{o2}) I_{a2} - Z_{o2} I_{b2} \quad (1.9) \\ \frac{+x_1 q_{b1}}{2 \epsilon_s S} &= - T_{b2} v_2 - Z_{o2} I_{a2} + (Z_{eb2} + Z_{o2}) I_{b2} \end{aligned}$$

Il apparait que les membres de gauche qui représentent les fonctions "motrices," sont exprimés uniquement en termes de charge et de déplacements à la fréquence fondamentale. Si on les suppose connus, on peut résoudre le système pour les termes de droite qui concernent l'harmonique 2.

Remplaçons donc les termes de charge et de déplacement par leurs dérivées :

$$q_{b1} = I_{b1} / j\omega \quad q_{a1} = I_{a1} / j\omega \quad x_1 = v_1 / j\omega$$

et additionnons les deux dernières équations ; on obtient :

$$\frac{I_{b1}^2 - I_{a1}^2}{-4\omega \epsilon_s S} = (z_{m2} + z_{L2}) v_2 + T_{a2} I_{a2} - T_{b2} I_{b2} \quad (1.16)$$

$$\frac{(I_{b1} - I_{a1}) v_1}{-2\omega \epsilon_s S} = (T_{a2} - T_{b2}) v_2 + Z_{ea2} I_{a2} + Z_{eb2} I_{b2}$$

En cas de symétrie parfaite, les Coefficients de Transduction définis par (1.6) sont égaux en grandeur mais opposés en signe :

$$T_{an} = - T_{bn}$$

Dans ce même cas de symétrie, les courants I_{a1} et I_{b1} sont égaux.

Par conséquent les membres de gauche des équations (1.16) sont nuls.

A part le cas d'une résonance libre à la fréquence 2ω , la seule solution possible est :

$$v_2 = 0 = I_{a2} + I_{b2} \quad (1.17)$$

On retrouve le fait assez général que les courants d'harmonique 2 s'annulent dans un montage équilibré.

En transportant dans les équations (1.10), relatives à $N=3$, la condition (1.17) et les conditions de symétrie, le calcul montre que :

$$I_{a3} = I_{b3}$$

Ce type de relation de courants, à savoir des courants d'harmonique pairs opposés et des courants d'harmonique impairs de même signe, est caractéristique de tout système symétrique dit " push-pull ".

Remarquons aussi dans les équations (1.10) qui décrivent le fonctionnement pour $N=3$, que les termes de gauche qui régissent les variables d'harmonique 3 (dans les termes de droite), contiennent seulement des variables relatives à l'harmonique 2 .

En admettant que $R_a = R_b = 0 = L_a = L_b$, on a $Z_{ean} = Z_{ebn} = 1/j\omega C_{ao} = Z_a$ et en posant que $Z_{on} = R_o$ (ce qui est pratiquement facile à réaliser), F.V.Hunt introduit dans les équations (1.10) la condition $I_{a2} = -I_{b2}$ et les exigences de symétrie, et donne comme résultat du calcul l'expression :

$$v_3/v_1 = I_{a2} \cdot \frac{1}{2E_o} \cdot \frac{z_1}{z_3} \cdot Z_a \cdot \left[\frac{1 + 2 (T_a^2 / Z_a \cdot z_1) }{1 - \frac{3}{2} (T_a^2 / Z_a \cdot z_3) } \right] \quad (1.18)$$

z_3 et z_1 désignant la somme des impédances acoustiques, y compris l'impédance de radiation acoustique, aux fréquences du troisième harmonique et du fondamental.

L'expression (1.18) nous apprend qu'il y a proportionnalité entre la vitesse du troisième harmonique et le courant d'harmonique 2.

Tout procédé pour réduire les courants d'harmonique 2, tel qu'une source de tension de modulation à haute impédance, ou à courant constant, aura pour effet de réduire cette vitesse d'harmonique 3.

Pour l'étude expérimentale qui précède, il était important de noter que puisque les courants d'harmonique 2 s'additionnent dans la branche centrale du circuit (qui contient R_o), le simple artifice qui consiste à augmenter R_o va permettre de réduire les courants I_{a2}, I_{b2} autant que l'on voudra, et par la même occasion, les vitesses d'harmonique 3.

F.V.Hunt explicite ce résultat en résolvant pour I_{a2} les équations (1.8) et (1.9) relatives à $N=1$ et $N=2$, et donne à I_{a2} l'expression suivante :

$$I_{a2} = \frac{E_1}{2Z_a \left[1 - 2 \cdot (T_a^2 / Z_a \cdot z_1) \right]^2} \cdot \frac{E_1}{E_0} \cdot \frac{1}{(1 + 4\omega R_0 C_a)} \cdot \frac{T_a^2}{Z_a \cdot z_1} \quad (1.19)$$

Même si l'on pose pour le critère de stabilité une exigence aussi minime que $f = 1/2R_0 C_a$, du fait de la présence du terme $4\omega R_0 C_a$ dans le dénominateur de l'expression de I_{a2} , les distorsions dues à I_{a2} et à v_3 seront environ dix fois plus faibles que si le transducteur fonctionnait à tension constante sur le diaphragme ($R = 0$).

Dans l'équation (1. 19) on peut remarquer aussi que I_{a2} est proportionnel au rapport T_a^2 / z_1 sur Z_a , termes qui représentent respectivement l'impédance motionnelle et l'impédance bloquée du transducteur.

Ce qui laisserait supposer que les courants I_{a2} sont dus aux mouvements du diaphragme à la fréquence fondamentale, plutôt qu'à quelque non-linéarité propre aux coefficients de transduction.

En général ce rapport de l'impédance motionnel à l'impédance bloquée est assez faible, en tout cas beaucoup plus petit que l'unité; ainsi, même pour des valeurs élevées du rapport d'excitation E_1/E_0 , les distorsions de rang harmonique trois et de rangs supérieurs impairs seront négligeables.

De cette analyse des distorsions engendrées par le transducteur électrostatique symétrique il ressort, que ces distorsions peuvent être en principe, totalement annulées si le diaphragme garde une charge constante, et si les deux réseaux électriques sont parfaitement symétriques.

Dans la plupart des systèmes imparfaitement linéaires tels que les amplificateurs à tubes ou à transistors, les transformateurs à noyau magnétique, les systèmes de transfert sur bande magnétique ou sur disque etc, les distorsions ne suivent pas des lois simples. On utilise souvent un montage symétrique dit " Push-Pull " pour annuler les harmoniques pairs, mais les harmoniques impairs ne disparaissent pas pour autant.

Le type de transducteur que nous avons étudié est une heureuse exception. Dans le cas d'un transducteur électrostatique non symétrique la distorsion est due à la nature de la loi d'attraction électrostatique, et dans ce cas, il est impossible d'éliminer la distorsion en harmonique 2. Mais dans le cas du transducteur symétrique nous avons cette possibilité.

Si l'on introduit une dissymétrie connue dans le système, on peut prévoir la réapparition des distorsions harmoniques comme si l'on avait à faire à un haut parleur électrostatique simple. On pourrait calculer la relation entre le taux d'harmonique 2 et le taux de déséquilibre des réseaux électriques F. V. Hunt, devant des difficultés de calcul trop grandes, renonce à exprimer mathématiquement cette relation.

Dans l'étude que nous avons faite, nous donnons les résultats expérimentaux qui confirment l'analyse de F. V. Hunt, et montrent en particulier comment la distorsion harmonique baisse à mesure que l'on tend vers un équilibre parfait entre les tensions de modulation qui sont appliquées aux électrodes fixes, la structure du transducteur étant elle même parfaitement symétrique.

Référence : Frederick V. Hunt .

Harvard Monographs in Applied Science

Vol. 5 " Electroacoustics "

Harvard University Press . 1954.

DEUXIEME THESE

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTE

" Méthodes actuelles d'étalonnage primaire des microphones. "

Vu

Les Membres du Jury

G. DEJARDIN

J. JANIN

G. MESNARD

J. TACUSSEL

Vu et Approuvé :

Le Doyen de la Faculté des Sciences

pour le Doyen

l'Assesseur

G. MESNARD

Vu et accordé le permis d'imprimer :

Lyon, le 16 Octobre 1964

Le Recteur,

Président du Conseil de l'Université

P. LOUIS

Imprimerie SYSTECO
(systèmes économiques)
Beyrouth - LIBAN

